

PAULO JOSÉ MELLO MENEGÁZ

**USO DE ACOPLAMENTO MAGNÉTICO NA MELHORIA DE  
CARACTERÍSTICAS DE ALGUMAS ESTRUTURAS ZVT**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Automação.

Orientador: Prof. Dr. Domingos S. L. Simonetti.

Co-orientador: Prof. Dr. José L. F. Vieira.

VITÓRIA  
2005

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)  
(Biblioteca Central da Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

---

M541u Menegáz, Paulo José Mello, 1973-  
Uso de acoplamento magnético na melhoria de características de  
algumas estruturas ZVT / Paulo José Mello Menegáz – 2005.  
254 f. : il.

Orientador: Domingos Sávio Lyrio Simonetti.

Co-Orientador: José Luiz de Freitas Vieira.

Tese (doutorado) – Universidade Federal do Espírito Santo, Centro  
Tecnológico.

1. Eletrônica de potência. 2. Semicondutores de potência. 3.  
Transistores de potência. 4. Conversores de corrente elétrica. I.  
Simonetti, Domingos Sávio Lyrio. II. Vieira, José Luiz de Freitas. III.  
Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3

---

**PAULO JOSÉ MELLO MENEGÁZ**

**USO DE ACOPLAMENTO MAGNÉTICO NA MELHORIA DE  
CARACTERÍSTICAS DE ALGUMAS ESTRUTURAS ZVT**

Tese submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisição parcial para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica - Automação.

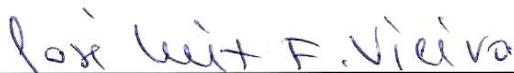
Aprovada em 10 de junho de 2005.

**COMISSÃO EXAMINADORA**



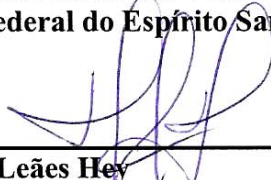
---

**Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti – Orientador**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**



---

**Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira – Co-orientador**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**



---

**Prof. Dr. Hélio Leães Hey**  
**Universidade Federal de Santa Maria**



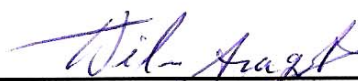
---

**Prof. Dr. Gilberto Costa Drumond Sousa**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**



---

**Prof. Dr. Márcio Almeida C6**  
**Centro Federal de Educação Tecnológica do Espírito Santo**



---

**Prof. Dr. Wilson Correia Pinto de Aragão Filho**  
**Universidade Federal do Espírito Santo**

---

## Dedicatória

---



Dedico este trabalho a todos aqueles que sempre acreditaram em meu potencial e me impulsionaram a seguir em frente apesar dos obstáculos.

Em especial, à minha mãe e àquela pessoa a quem tanto amo.

---

# Agradecimento

---

Agradeço ao Criador de todas as coisas pela dádiva da vida, pelos dons da sabedoria e da perseverança que se fizeram muito presentes durante toda essa longa e dura trajetória.

Agradeço a meus familiares, aos amigos que me acompanharam ao longo do caminho, à pessoa amada e aos meus orientadores, Prof. Domingos Sávio e José Luiz. A vocês, o meu obrigado pelas palavras de ânimo e incentivo nos momentos de maior cansaço. Obrigado pelo ombro acolhedor e amigo, amparo seguro nas horas incertas e de desespero.

Agradeço ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Espírito Santo, pela liberação para afastamento durante os últimos anos do doutorado, sem a qual a conclusão deste trabalho não teria sido possível.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, na pessoa de seu coordenador, Prof. Mário Sarcinelli Filho, pela oportunidade a mim dada de aprimorar meus conhecimentos e progredir no “saber”.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (LEPAC): alunos de graduação, iniciação científica, mestrado e doutorado, pelos bons momentos vividos juntos, pela paciência que me dispensaram nas horas de fúria, pelos conselhos e dicas que me ajudaram a superar os problemas e dificuldades encontradas durante o trabalho. Mas, acima de tudo, obrigado pela amizade que levarei comigo pelos dias de minha vida.

Aos alunos de graduação dos quais fui professor durante esses anos de doutoramento. O meu obrigado pela paciência e pela compreensão a mim dedicada nos momentos em que nem tudo ia bem. Junto ao meu agradecimento, vai também o meu pedido de desculpas pelas horas de mau humor, pelos momentos de incompreensão e por todas as demais faltas que

possa ter cometido nas aulas devido ao estresse, ao nervosismo e até mesmo ao desespero que surgiu em alguns momentos desta caminhada.

Tanto mais a agradecer... Tantos mais... Porém a memória já cansada, o esgotamento e o cansaço me fazem faltar com vocês.

Na tentativa de me redimir: a todos que de certa forma, direta ou indiretamente, participaram desta caminhada, partilharam comigo os sofrimentos das horas tristes e também as alegrias das horas vitoriosas, o meu “muito obrigado”. Que o Altíssimo, em sua magnífica e inesgotável bondade, os recompense por tudo o que fizeram para este pequeno, mas insigne ser, que ousa chamar e considerá-los amigos.

---

# Sumário

---

<b>SUMÁRIO</b>	<b>15</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b>	<b>23</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b>	<b>27</b>
<b>RESUMO</b>	<b>35</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>39</b>
<b>CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO</b>	<b>43</b>
1.1 ELEVÇÃO DA FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO EM CONVERSORES PWM E PERDAS DE COMUTAÇÃO .....	46
1.2 SOLUÇÕES PARA REDUÇÃO DAS PERDAS DE COMUTAÇÃO.....	49
1.2.1 CIRCUITOS PASSIVOS.....	49
A – Comutação com tensão controlada.....	49
B – Comutação com corrente controlada .....	52
1.2.2 CIRCUITOS ATIVOS .....	53
A – Comutação com tensão controlada.....	54
B – Comutação com corrente controlada .....	56
C – Comutação com tensão e corrente controladas.....	57
1.3 ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES COM TRANSIÇÃO SUAVE .....	58
1.3.1 ESTUDO GENÉRICO DA TÉCNICA DE COMUTAÇÃO EM ZERO DE TENSÃO COM UM INTERRUPTOR AUXILIAR .....	58
1.3.2 DIFERENTES FORMAS DE IMPLEMENTAR A FONTE AUXILIAR EM CONVERSORES COM COMUTAÇÃO EM ZERO DE TENSÃO.....	61
A – Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada.....	62
B – Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC.....	66
C – Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Ressonante.....	69
1.4 ESCOPO E ESTRUTURA DO TRABALHO .....	73

## **CAPÍTULO 2 – ACOPLAMENTO MAGNÉTICO APLICADO A CONVERSORES ZVT COM FONTE DE TENSÃO AUXILIAR CHAVEADA**

**77**

<b>2.1. ESTUDO DO CONVERSOR ZVT COM FONTE DE TENSÃO AUXILIAR CHAVEADA</b>	
<b>MAGNETICAMENTE ACOPLADA.....</b>	<b>81</b>
2.1.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	82
A. Primeira Etapa de Operação $[t_0, t_1]$ .....	84
B. Segunda Etapa de Operação $[t_1, t_2]$ .....	84
C. Terceira Etapa de Operação $[t_2, t_3]$ .....	88
D. Quarta Etapa de Operação $[t_3, t_4]$ .....	90
E. Quinta Etapa de Operação $[t_4, t_5]$ .....	92
F. Sexta Etapa de Operação $[t_5, t_6]$ .....	92
G. Sétima Etapa de Operação $[t_6, t_7]$ .....	95
H. Oitava Etapa de Operação $[t_7, t_8]$ .....	97
I. Nona Etapa de Operação $[t_8, t_9]$ .....	97
<b>2.2. APLICAÇÃO DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO PROPOSTA À FAMÍLIA DE CONVERSORES</b>	
<b>CC NÃO ISOLADOS.....</b>	<b>99</b>
<b>2.3. EQUAÇÕES DE PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO .....</b>	<b>102</b>
2.3.1. RECUPERAÇÃO REVERSA DO DIODO DE SAÍDA ( $D_o$ ) .....	102
2.3.2. PRESERVAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS <i>PWM</i> DO CONVERSOR .....	103
A. Conversor Buck.....	105
B. Conversor Boost.....	106
C. Conversores Buck-Boost, Ćuk, Sepic e Zeta.....	106
2.3.3. OCORRÊNCIA DE NOVAS ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	107
2.3.4. METODOLOGIA DE PROJETO .....	112
<b>2.4. EXEMPLO DE PROJETO .....</b>	<b>117</b>
<b>2.5. CONCLUSÃO.....</b>	<b>121</b>

## **CAPÍTULO 3 – ACOPLAMENTO MAGNÉTICO APLICADO A CONVERSORES ZVT COM FONTE DE TENSÃO AUXILIAR CC**

**123**

<b>3.1. ESTUDO DO CONVERSOR ZVT COM FONTE DE TENSÃO AUXILIAR CC</b>	
<b>MAGNETICAMENTE ACOPLADA.....</b>	<b>126</b>
3.1.1. ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	127
A. Primeira Etapa de Operação $[t_0, t_1]$ .....	129

B.	Segunda Etapa de Operação $[t_1, t_2]$ .....	129
C.	Terceira Etapa de Operação $[t_2, t_3]$ .....	131
D.	Quarta Etapa de Operação $[t_3, t_4]$ .....	134
E.	Quinta Etapa de Operação $[t_4, t_5]$ .....	136
F.	Sexta de Operação $[t_5, t_6]$ .....	136
<b>3.2.</b>	<b>APLICAÇÃO DA ESTRUTURA GENERALIZADA PROPOSTA À FAMÍLIA DE CONVERSORES CC NÃO ISOLADOS .....</b>	<b>137</b>
<b>3.3.</b>	<b>EQUAÇÕES DE PROJETO E RESTRIÇÕES OPERACIONAIS DA ESTRUTURA PROPOSTA.....</b>	<b>145</b>
3.3.1.	RECUPERAÇÃO REVERSA DO DIODO DE SAÍDA ( $D_o$ ) .....	145
3.3.2.	COMUTAÇÃO EM ZERO DE TENSÃO DURANTE A ENTRADA EM CONDUÇÃO DO INTERRUPTOR PRINCIPAL ( $S_o$ ) .....	146
A.	Conversor Buck.....	147
A.1	Conectando o nó E ao nó A .....	147
A.2	Conectando o nó E ao nó C .....	147
A.3	Conectando o nó E ao nó D .....	148
B.	Conversor Boost .....	148
B.1	Conectando o nó E ao nó A .....	148
B.2	Conectando o nó E ao nó C .....	148
B.3	Conectando o nó E ao nó D .....	149
C.	Conversores Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta.....	149
C.1	Conectando o nó E ao nó A .....	149
C.2	Conectando o nó E ao nó C .....	149
C.3	Conectando o nó E ao nó D .....	149
D.	Limitação Operacional da Estrutura Proposta .....	149
3.3.3.	COMUTAÇÃO EM ZERO DE TENSÃO DURANTE O BLOQUEIO DO INTERRUPTOR PRINCIPAL ( $S_o$ ).....	152
3.3.4.	PERDA TOTAL DE CONDUÇÃO NO INTERRUPTOR AUXILIAR ( $S_x$ ).....	154
A.	Efeito do Acoplamento Magnético na Corrente do Interruptor Auxiliar .....	155
A.1	Corrente Média no Interruptor Auxiliar .....	155
A.2	Corrente Eficaz no Interruptor Auxiliar .....	156
B.	Efeito do Acoplamento Magnético na Tensão sobre o Interruptor Auxiliar .....	157
C.	Perda Total de Condução .....	158
3.3.5.	METODOLOGIA DE PROJETO .....	159



<b>3.4. BREVE ESTUDO COMPARATIVO ENTRE AS SOLUÇÕES PROPOSTAS PARA REALIZAR A FONTE DE TENSÃO AUXILIAR.....</b>	<b>162</b>
<b>3.5. EXEMPLO DE PROJETO .....</b>	<b>167</b>
3.5.1. CONVERSOR <i>BUCK</i> .....	167
3.5.2. CONVERSOR <i>BOOST</i> .....	172
3.5.3. CONVERSOR SEPIC.....	177
<b>3.6. CONCLUSÃO.....</b>	<b>183</b>

---

## **CAPÍTULO 4 – SIMULAÇÃO DOS CONVERSORES ZVT MAGNETICAMENTE ACOPLADOS PROPOSTOS**

---

**185**

<b>4.1. SIMULAÇÃO DO CONVERSOR ZVT COM FONTE DE TENSÃO AUXILIAR CHAVEADA MAGNETICAMENTE ACOPLADA .....</b>	<b>187</b>
<b>4.2. SIMULAÇÃO DOS CONVERSORES ZVT COM FONTE DE TENSÃO AUXILIAR CC MAGNETICAMENTE ACOPLADA .....</b>	<b>193</b>
4.2.1. CONVERSOR <i>BOOST</i> .....	193
<b>4.3. CONCLUSÃO.....</b>	<b>197</b>

---

## **CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS**

---

**199**

<b>5.1 CONVERSOR BOOST ZVT COM FONTE DE TENSÃO AUXILIAR CHAVEADA MAGNETICAMENTE ACOPLADA .....</b>	<b>201</b>
5.1.1 PROBLEMAS PRÁTICOS ENFRENTADOS NA OBTENÇÃO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	205
5.1.2 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES.....	205
5.1.3 COMPARAÇÃO ENTRE OS CONVERSORES COM E SEM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO.....	207
A. Comparação de Rendimento.....	207
B. Comparação de Temperatura.....	208
<b>5.2 CONVERSOR BOOST ZVT COM FONTE DE TENSÃO AUXILIAR CC MAGNETICAMENTE ACOPLADA .....</b>	<b>210</b>
5.2.1 FORMAS DE ONDA DE TENSÃO E DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES.....	212
5.2.2 COMPARAÇÃO ENTRE OS DOIS PROTÓTIPOS MONTADOS .....	214
A. Comparação de Rendimento.....	214

B.	Comparação de Temperatura.....	215
5.2.3	CONSIDERAÇÕES SOBRE OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS .....	217
5.3	CONCLUSÃO.....	225

<b>CAPÍTULO 6 – CONCLUSÃO GERAL</b>	<b>227</b>
-------------------------------------	------------

---

<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>233</b>
-----------------------------------	------------

---

<b>ANEXO A</b>	<b>245</b>
----------------	------------

---

<b>ANEXO B</b>	<b>251</b>
----------------	------------

---

---

## Lista de Tabelas

---

Tabela 2.1 – Equação de $k_p$ para os conversores CC-CC básicos .....	105
Tabela 2.2 – Especificações de Projeto para o Exemplo Apresentado .....	117
Tabela 2.3 – Valores e Modelos dos Elementos do Conversor <i>Boost</i> Projetado no Exemplo.....	122
 Tabela 3.1 – Possíveis Valores de Fonte de Tensão Auxiliar para os Conversores ZVT com Fonte Auxiliar Magneticamente Acoplada .....	138
Tabela 3.2 – Valores de $V_{BA}$ , $V_{CD}$ , $V_{DA}$ e Fonte de Tensão Auxiliar Máxima que Assegura Comutação em Zero de Tensão em $S_o$ .....	147
Tabela 3.3 – Máxima Tensão sobre o Interruptor Auxiliar para os Conversores ZVT com Fonte Auxiliar Magneticamente Acoplada.....	163
Tabela 3.4 – Especificações de Projeto para os Exemplos Apresentados.....	167
Tabela 3.5 – Valores e Modelos dos Elementos do Conversor <i>Buck</i> Projetado no Exemplo.	172
Tabela 3.6 – Valores e Modelos dos Elementos do Conversor <i>Boost</i> Projetado no Exemplo.....	177
Tabela 3.7 – Valores e Modelos dos Elementos do Conversor <i>Sepic</i> Projetado no Exemplo.....	183
 Tabela 4.1 – Elementos Passivos do Conversor <i>Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada Utilizados na Simulação.....	188
Tabela 4.2 – Dispositivos Semicondutores do Conversor <i>Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada Utilizados na Simulação.....	188
Tabela 4.3 – Elementos Passivos do Conversor <i>Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada Utilizados na Simulação.....	194
Tabela 4.4 – Dispositivos Semicondutores do Conversor <i>Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada Utilizados na Simulação.....	194
 Tabela 5.1 – Elementos Utilizados na Construção do Protótipo do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada.....	203
Tabela 5.2 – Elementos Utilizados na Construção do Protótipo do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.....	204
Tabela 5.3 – Elementos Utilizados na Construção do Protótipo do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC.....	211
Tabela 5.4 – Elementos Utilizados na Construção do Protótipo do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada.....	212

---

## Lista de Figuras

---

Figura 1.1 – Tensão e Corrente no Interruptor Durante sua Comutação.....	46
Figura 1.2 – Oscilações e Sobretensões Produzidas Durante o Intervalo de Comutação nos Dispositivos Semicondutores.....	48
Figura 1.3 – <i>Snubber</i> de <i>Turn-off</i> Dissipativo Aplicado ao Conversor <i>Boost</i> .....	50
Figura 1.4 – <i>Snubber</i> de <i>Turn-off</i> Regenerativo.....	50
Figura 1.5 – Conversor <i>Buck</i> Quase-Ressonante ZVS FM.....	51
Figura 1.6 – <i>Snubber</i> de <i>Turn-on</i> Dissipativo Aplicado ao Conversor <i>Boost</i> .....	52
Figura 1.7 – <i>Snubber</i> de <i>Turn-on</i> Regenerativo.....	52
Figura 1.8 – Conversor <i>Buck</i> Quase-Ressonante ZCS FM.....	53
Figura 1.9 – Conversor <i>Buck</i> ZVS PWM.....	54
Figura 1.10 – Conversor <i>Boost</i> ZVT PWM.....	55
Figura 1.11 – Conversor <i>Buck</i> ZCS PWM.....	56
Figura 1.12 – Conversor <i>Boost</i> ZCT PWM.....	57
Figura 1.13 – Panorama Geral sobre Técnicas e Circuitos de Comutação.....	58
Figura 1.14 – Célula de Comutação dos Conversores CC-CC Não Isolados.....	59
Figura 1.15 – Célula de Comutação em Zero de Tensão com Corrente de Redirecionamento.....	60
Figura 1.16 – Célula de Comutação em Zero de Tensão com Indutor de Redirecionamento.....	61
Figura 1.17 – Célula de Comutação dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada.....	63
Figura 1.18 – Conversor <i>Boost</i> ZVT PWM proposto em [15].....	64
Figura 1.19 – Conversor <i>Boost</i> ZVT PWM Proposto em [30].....	65
Figura 1.20 – Conversor <i>Boost</i> ZVT PWM Proposto em [46].....	65
Figura 1.21 – Célula de Comutação dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC.....	67
Figura 1.22 – Conversor <i>Boost</i> ZVT PWM Proposto em [48].....	68
Figura 1.23 – Conversor <i>Boost</i> ZVT PWM Proposto em [52].....	68
Figura 1.24 – Conversor <i>Boost</i> ZVT PWM Proposto em [50].....	69
Figura 1.25 – Célula de Comutação Básica dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Ressonante.....	70
Figura 1.26 – Circuito Comum dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Ressonante: (a) nó E ligado ao nó D; (b) nó E ligado ao nó C e (c) nó E ligado ao nó A.....	71
Figura 1.27 – Conversores <i>Boost</i> ZVT PWM com Fonte de Tensão Auxiliar Ressonante: (a) nó E ligado ao nó C [36] e (b) nó E ligado ao nó D [62].....	73

Figura 2.1 – Célula de Comutação dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada. ....	80
Figura 2.2 – Célula de Comutação dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	82
Figura 2.3 – Circuito Equivalente do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	83
Figura 2.4 – Formas de Onda Teóricas do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	83
Figura 2.5 – Primeira Etapa de Operação $[t_0, t_1]$ . ....	84
Figura 2.6 – Segunda Etapa de Operação $[t_1, t_2]$ . ....	85
Figura 2.7 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Segunda Etapa de Operação. ....	85
Figura 2.8 – Terceira Etapa de Operação $[t_2, t_3]$ . ....	88
Figura 2.9 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Terceira Etapa de Operação. ....	89
Figura 2.10 – Quarta Etapa de Operação $[t_3, t_4]$ . ....	90
Figura 2.11 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Quarta Etapa de Operação. ....	91
Figura 2.12 – Quinta Etapa de Operação $[t_4, t_5]$ . ....	93
Figura 2.13 – Sexta Etapa de Operação $[t_5, t_6]$ . ....	94
Figura 2.14 – Circuito Equivalente da Sexta Etapa de Operação. ....	94
Figura 2.15 – Sétima Etapa de Operação $[t_6, t_7]$ . ....	95
Figura 2.16 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Sétima Etapa de Operação. ....	96
Figura 2.17 – Oitava Etapa de Operação $[t_7, t_8]$ . ....	97
Figura 2.18 – Nona Etapa de Operação $[t_8, t_9]$ . ....	98
Figura 2.19 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Nona Etapa de Operação. ....	98
Figura 2.20 – Conversor Buck com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	99
Figura 2.21 – Conversor Boost com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	100
Figura 2.22 – Conversor Buck-Boost com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	100
Figura 2.23 – Conversor Ćuk com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	101
Figura 2.24 – Conversor Sepic com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	101
Figura 2.25 – Conversor Zeta com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	102
Figura 2.26 – Etapa de Ressonância Cruzada e seu Circuito Equivalente no Domínio “s”....	108
Figura 2.27 – Forma de Onda da Corrente no Indutor Ressonante Durante a Segunda e a Terceira Etapas de Operação. ....	109

Figura 2.28 – Gráfico de Corrente Máxima Normalizada no Indutor Ressonante em Função das Constantes $k_T$ e $k_L$ .....	112
Figura 2.29 – Bloqueio do Interruptor Principal .....	115
Figura 3.1 – Célula de Comutação Generalizada dos Conversores <i>ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC. ....	125
Figura 3.2 – Célula de Comutação dos Conversores <i>ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada. ....	126
Figura 3.3 – Circuito Equivalente do Conversor <i>ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada. ....	128
Figura 3.4 – Formas de Onda Teóricas do Conversor <i>ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada. ....	128
Figura 3.5 – Primeira Etapa de Operação $[t_0, t_1]$ . ....	129
Figura 3.6 – Segunda Etapa de Operação $[t_1, t_2]$ . ....	130
Figura 3.7 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Segunda Etapa de Operação. ....	130
Figura 3.8 – Terceira Etapa de Operação $[t_2, t_3]$ . ....	131
Figura 3.9 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Terceira Etapa de Operação. ....	132
Figura 3.10 – Quarta Etapa de Operação $[t_3, t_4]$ . ....	135
Figura 3.11 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Quarta Etapa de Operação. ....	135
Figura 3.12 – Quinta Etapa de Operação $[t_4, t_5]$ . ....	136
Figura 3.13 – Sexta Etapa de Operação $[t_5, t_6]$ . ....	137
Figura 3.14 – Conversores <i>Buck ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada: (a) Nó E conectado ao Nó A; (b) Nó E conectado ao Nó C e (c) Nó E conectado ao Nó D. ....	139
Figura 3.15 – Conversores <i>Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada: (a) Nó E conectado ao Nó A; (b) Nó E conectado ao Nó C e (c) Nó E conectado ao Nó D. ....	140
Figura 3.16 – Conversores <i>Buck-Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada: (a) Nó E conectado ao Nó A; (b) Nó E conectado ao Nó C e (c) Nó E conectado ao Nó D. ....	141
Figura 3.17 – Conversores <i>Ćuk ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada: (a) Nó E conectado ao Nó A; (b) Nó E conectado ao Nó C e (c) Nó E conectado ao Nó D. ....	142
Figura 3.18 – Conversores <i>Sepic ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada: (a) Nó E conectado ao Nó A; (b) Nó E conectado ao Nó C e (c) Nó E conectado ao Nó D. ....	143
Figura 3.19 – Conversores <i>Zeta ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada: (a) Nó E conectado ao Nó A; (b) Nó E conectado ao Nó C e (c) Nó E conectado ao Nó D. ....	144



Figura 3.20 – Limitação Operacional de Tensão para o Conversor Buck Proposto. ....	150
Figura 3.21 – Limitação Operacional de Tensão para o Conversor Boost Proposto. ....	151
Figura 3.22 – Limitação Operacional de Tensão para os Conversores Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta Propostos. ....	151
Figura 3.23 – Bloqueio do Interruptor Principal. ....	152
Figura 3.24 – Limitação Operacional de Tensão para o Conversor Buck Proposto. ....	164
Figura 3.25 – Limitação Operacional de Tensão para o Conversor Boost Proposto. ....	164
Figura 3.26 – Limitação Operacional de Tensão para os Conversores Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta Propostos. ....	165
Figura 3.27 – Perda Total de Condução no Interruptor Auxiliar para o Exemplo de Projeto do Conversor Buck. ....	171
Figura 3.28 – Perda Total de Condução no Interruptor Auxiliar para o Exemplo de Projeto do Conversor Boost. ....	176
Figura 3.29 – Perda Total de Condução no Interruptor Auxiliar para o Exemplo de Projeto do Conversor Sepic. ....	182
Figura 4.1 – Circuito Utilizado na Simulação do Conversor <i>Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	189
Figura 4.2 – Listagem de Componentes Utilizada na Simulação do Conversor <i>Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada. ....	189
Figura 4.3 – Tensão e Corrente no Interruptor Principal ( $S_o$ ). ....	190
Figura 4.4 – Tensão e Corrente no Interruptor Auxiliar ( $S_x$ ). ....	191
Figura 4.5 – Detalhe da Comutação do Interruptor Auxiliar. ....	191
Figura 4.6 – Tensão no Capacitor Ressonante Auxiliar ( $C_{sx}$ ), Corrente no Indutor Ressonante ( $L_r$ ) e Corrente no Diodo de Saída ( $D_o$ ). ....	192
Figura 4.7 – Detalhe da Descarga Ressonante do Capacitor Ressonante Auxiliar. ....	192
Figura 4.8 – Circuito Utilizado na Simulação do Conversor <i>Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada. ....	195
Figura 4.9 – Listagem de Componentes Utilizada na Simulação do Conversor <i>Boost</i> <i>ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada. ....	195
Figura 4.10 – Tensão e Corrente no Interruptor Principal. ....	196
Figura 4.11 – Tensão e Corrente no Interruptor Auxiliar. ....	197
Figura 4.12 – Detalhe da Entrada em Condução do Interruptor Auxiliar. ....	197
Figura 5.1 – Conversor Boost ZVT com fonte de tensão auxiliar chaveada magneticamente acoplada. ....	202
Figura 5.2 – Conversor Boost ZVT com fonte de tensão auxiliar chaveada (ZVT convencional). ....	202

Figura 5.3 – Tensão (azul) e Corrente (verde) no Interruptor Principal.	
(a) <i>Entrada em Condução</i> (esc. hor: 400ns/div esc. ver: 100V/div e 5A/div)	
(b) <i>Bloqueio</i> (esc. hor: 200ns/div esc. ver: 100V/div e 5A/div).....	206
Figura 5.4 – Tensão (amarelo) e Corrente (verde) no Interruptor Auxiliar.	
(esc. hor: 100ns/div esc. ver: 100V/div e 5A/div) .....	207
Figura 5.5 – Gráfico de Rendimento em Função da Potência de Saída.....	208
Figura 5.6 – Gráfico de Temperatura do Interruptor Principal em Função da Potência de Saída. ....	209
Figura 5.7 – Gráfico de Temperatura do Interruptor Auxiliar em Função da Potência de Saída. ....	209
Figura 5.8 – Conversor Boost ZVT com fonte de tensão auxiliar CC magneticamente acoplada. ....	210
Figura 5.9 – Tensão (amarelo) e Corrente (rosa) no Interruptor Principal.	
(a) <i>Entrada em Condução</i> (esc. Hor: 100ns/div esc. ver: 100V/div e 2A/div)	
(b) <i>Bloqueio</i> (esc. hor: 200ns/div esc. ver: 100V/div e 2A/div).....	213
Figura 5.10 – Tensão (azul) e Corrente (verde) no Interruptor Auxiliar.	
(esc. hor: 100ns/div esc. ver: 100V/div e 2A/div) .....	213
Figura 5.11 – Gráfico de Rendimento em Função da Potência de Saída.....	214
Figura 5.12 – Gráfico de Temperatura do Interruptor Principal em Função da Potência de Saída. ....	216
Figura 5.13 – Gráfico de Temperatura do Interruptor Auxiliar em Função da Potência de Saída. ....	216
Figura 5.14 – Gráfico de Temperatura do Enrolamento do Indutor Acoplado em Função da Potência de Saída. ....	217
Figura 5.15 – Rendimento do Conversor <i>Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada em Função da Relação de Espiras do Acoplamento.....	219
Figura 5.16 – Esquema Construtivo do Indutor Acoplado com Enrolamento Secundário Duplo Sob o Primário. ....	220
Figura 5.17 – Esquema Construtivo do Indutor Acoplado com Enrolamento Secundário Duplo Sobre o Primário. ....	220
Figura 5.18 – Esquema Construtivo do Indutor Acoplado com Enrolamento Secundário Triplo Sobre o Primário.....	221
Figura 5.19 – Rendimento do Conversor <i>Boost ZVT</i> com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada em Função da Potência de Saída. ....	222
Figura 5.20 – Esquema Construtivo do Indutor Acoplado com Entreferro Distribuído e com Entreferro Apenas nas Pernas Laterais. ....	223
Figura 5.21 – Comparação de Rendimento do Conversor <i>Boost ZVT</i> Usando Entreferro Distribuído (Central) e Entreferro Lateral no Indutor Acoplado.....	224

Figura A.1 – Diagrama Simplificado do Conversor <i>Buck</i> CC-CC <i>PWM</i> .	247
Figura A.2 – Diagrama Simplificado do Conversor <i>Boost</i> CC-CC <i>PWM</i> .	247
Figura A.3 – Diagrama Simplificado do Conversor <i>Buck-Boost</i> CC-CC <i>PWM</i> .	248
Figura A.4 – Diagrama Simplificado do Conversor <i>Cuck</i> CC-CC <i>PWM</i> .	248
Figura A.5 – Diagrama Simplificado do Conversor <i>Sepic</i> CC-CC <i>PWM</i> .	249
Figura A.6 – Diagrama Simplificado do Conversor <i>Zeta</i> CC-CC <i>PWM</i> .	249
Figura B.1 – Diagrama Esquemático do Circuito de Acionamento do Interruptor Principal dos Protótipos Construídos	253
Figura B.2 – Diagrama Esquemático do Circuito de Acionamento do Interruptor Auxiliar dos Protótipos Construídos	254

---

# Resumo

---

Este trabalho apresenta duas famílias de conversores ZVT-PWM não isolados que utilizam um acoplamento magnético para implementar a fonte de tensão auxiliar do conversor. A primeira família proposta pertence ao grupo dos conversores ZVT com fonte de tensão auxiliar CC chaveada. Ela apresenta um snubber regenerativo magneticamente acoplado aplicado ao interruptor auxiliar do conversor ZVT a fim de garantir um bloqueio em zero de tensão para este interruptor. A entrada em condução do interruptor auxiliar ocorre em zero de corrente e o interruptor principal apresenta tanto o bloqueio quanto a entrada em condução em zero de tensão, assim como na estrutura ZVT convencional. O acoplamento magnético é responsável por produzir as condições necessárias para que ocorra a descarga ressonante do capacitor do snubber, enviando a energia nele armazenada para a entrada e/ou saída do conversor. Uma estrutura mais compacta é obtida ao utilizar-se a própria dispersão do acoplamento magnético para implementar o indutor ressonante do snubber, reduzindo assim o número de componentes magnéticos da estrutura. A segunda família proposta pertence ao grupo de conversores ZVT com fonte de tensão auxiliar CC. Nesta família, utiliza-se um acoplamento magnético entre o indutor principal e o indutor ressonante do conversor, a fim de se garantir a operação do conversor no ponto de mínima perda total no interruptor auxiliar. A comutação dos interruptores principal e auxiliar permanece inalterada se comparada com a do conversor convencional sem acoplamento magnético. Uma vez que tanto o indutor principal quanto o indutor ressonante do conversor são construídos a partir do mesmo núcleo magnético, consegue-se reduzir o número de componentes magnéticos do circuito, bem como o número de fontes de interferência eletromagnética irradiada (EMI). Para ambas as famílias de conversores propostas, são apresentadas equações que descrevem o comportamento das tensões e correntes nos principais elementos do conversor. Além disso, é apresentada uma metodologia de projeto que permite dimensionar de forma simples e rápida os elementos da célula de comutação magneticamente acoplada do conversor. Também são apresentados resultados de simulação e resultados experimentais obtidos a partir da construção de protótipos dos conversores que validam as equações desenvolvidas e comprovam a eficiência dos conversores propostos.

---

# Abstract

---

This Dissertation presents two families of non-isolated DC-DC ZVT-PWM converters which employ a magnetic coupling to implement the topological auxiliary voltage source. The first proposed family of converters belongs to the group of ZVT converters with switched auxiliary voltage source. It makes use of a magnetic coupled regenerative snubber applied to the auxiliary switch of the ZVT converter in order to assure a zero voltage transition commutation during its turn-off. The auxiliary switch turn-on occurs at zero current and the main switch presents both the turn-on and the turn-off at zero voltage, as in the conventional ZVT topology. The magnetic coupling is responsible to produce the necessary conditions for the resonant discharge of the snubber capacitor, transferring the energy stored in the capacitance to the converter input and/or output. A more compact topology is achieved by using the leakage inductance of the magnetic coupling as the resonant inductance itself, which reduces the number of magnetic components of the converter. The second proposition belongs to the group of ZVT converters with DC auxiliary voltage source. In this family of converters, a magnetic coupling between the main and the resonant inductors is used in order to guarantee that the auxiliary switch will work at its minimum total loss point. The main and the auxiliary switch commutation remains unchanged if compared to the commutations of the converter without magnetic coupling. Once both the main and the resonant inductors of the converter are built in the same magnetic core, the number of magnetic components is reduced, as well as the number of EMI sources. For both propositions, equations describing the voltage and current behavior of the main elements of the converter are given. Beside this, a design procedure that allows a quick and simple choice of the magnetic coupled cell elements is also presented. At the end of this work, simulation and experimental results obtained by the construction of the proposed converter prototypes are shown. They validate the equations and design procedures developed in the work and demonstrate the improvement achieved by using the proposed enhancement.

# CAPÍTULO 1

---

## Introdução

---





A sociedade atual vem presenciando um avanço cada vez maior no desenvolvimento de aplicações nas áreas de telecomunicações, informática, microeletrônica e processamento de sinais, o que tem aumentado também a procura por fontes que utilizem a energia de uma forma mais eficiente e de menor volume e peso. Por apresentar-se como uma solução de grande viabilidade, o uso de conversores estáticos nas fontes que alimentam estes equipamentos se difundiu amplamente. O desenvolvimento de dispositivos semicondutores capazes de operar em altas frequências com menores perdas em condução foi um dos principais responsáveis por esta larga difusão, uma vez que a operação dos conversores em altas frequências permite obter fontes de alta densidade de potência, além de melhorar sua resposta dinâmica.

Dentre as técnicas utilizadas para controlar o fluxo de potência nos conversores estáticos, a mais comum é a Modulação por Largura de Pulso (“*PWM - Pulse Width Modulation*”). Sua grande vantagem é a operação em frequência constante, o que permite a otimização dos filtros passivos (indutores e capacitores) e a utilização de estratégias de controle mais simples. A elevação da frequência de operação de um conversor *PWM* permite ainda uma redução significativa no volume e no peso dos filtros passivos e dos elementos magnéticos (indutores e transformadores) do conversor. Em contrapartida, esta elevação da frequência aumenta as perdas de comutação dos dispositivos semicondutores e provoca oscilações de tensão e de corrente nos mesmos, aumentando assim as fontes de interferência eletromagnética (“*EMI - Electromagnetic Interference*”) e reduzindo o rendimento global do conversor.

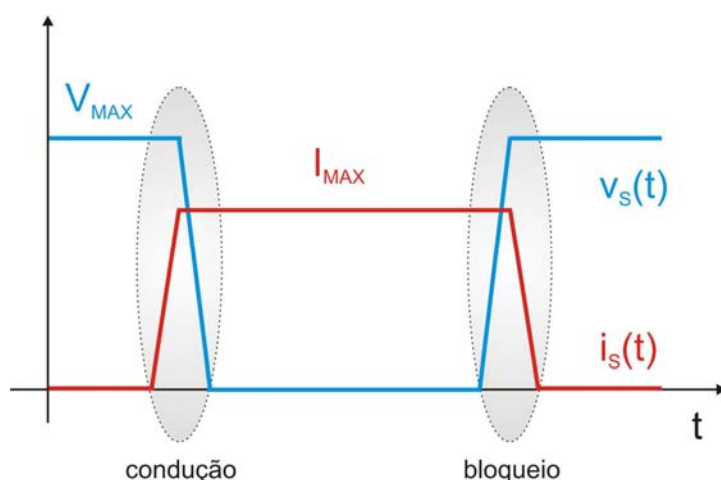
Diversos centros de pesquisa no mundo inteiro têm se dedicado a buscar formas de reduzir as perdas de comutação em conversores *PWM*. Neste trabalho, são apresentadas duas alternativas de melhoria de técnicas de comutação com baixas perdas através do uso de acoplamento magnético. Para melhor compreender o desenvolvimento e a aplicação destas técnicas, apresentamos, a seguir, um breve estudo sobre as perdas originadas nos

dispositivos semicondutores durante seu intervalo de comutação. Neste estudo, são identificados alguns fatores que limitam o uso de frequências de comutação elevadas nos conversores estáticos. Logo após, é traçado um panorama das soluções que têm sido apresentadas nos últimos anos a fim de reduzir as perdas de comutação dos conversores *PWM*. Por fim, apresenta-se o escopo e a estrutura deste trabalho.

### 1.1 *Elevação da Frequência de Operação em Conversores PWM e Perdas de Comutação*

A elevação da frequência de operação dos conversores *PWM* é indispensável para se obter fontes de energia com baixos níveis de ondulação de tensão e de corrente, bom desempenho dinâmico e alta densidade de potência. Entretanto, a elevação da frequência também é responsável pelo aumento nas perdas durante o intervalo de comutação dos dispositivos semicondutores, uma vez que estas são proporcionais à frequência de operação e ao nível de potência do conversor.

O principal fator que contribui para o aumento das perdas de comutação é o fato de existir um pequeno intervalo de tempo durante o processo de comutação no qual o dispositivo semicondutor encontra-se conduzindo um valor considerável de corrente estando submetido a um valor considerável de tensão, como mostra a Figura 1.1.



**Figura 1.1 – Tensão e Corrente no Interruptor Durante sua Comutação.**

Além disso, em altas frequências, grandes taxas de variação de tensão ( $dv/dt$ ) e de corrente ( $di/dt$ ) provocam oscilações de tensão e de corrente nos elementos parasitas do circuito (indutâncias e capacitâncias) durante os intervalos de comutação, como mostra a Figura 1.2. Tais oscilações resultam em elevados picos de tensão e de corrente nos dispositivos semicondutores que, além de aumentarem suas perdas de comutação, representam fontes de interferência eletromagnética (*EMI*) e de esforços de tensão e corrente indesejados impostos aos dispositivos.

Por último, a energia armazenada na capacitância intrínseca (parasita) do interruptor semiconductor (em geral, um MOSFET ou um IGBT) é instantaneamente dissipada sobre o mesmo quando este entra em condução. Esta parcela de perdas é mais conhecida como perda capacitiva de entrada em condução (ou “*turn-on capacitive losses*”), sendo dada por:

$$P_{Cp,on} = \frac{1}{2} \times f_s \times C_p \times V_{MAX}^2, \quad (1.1)$$

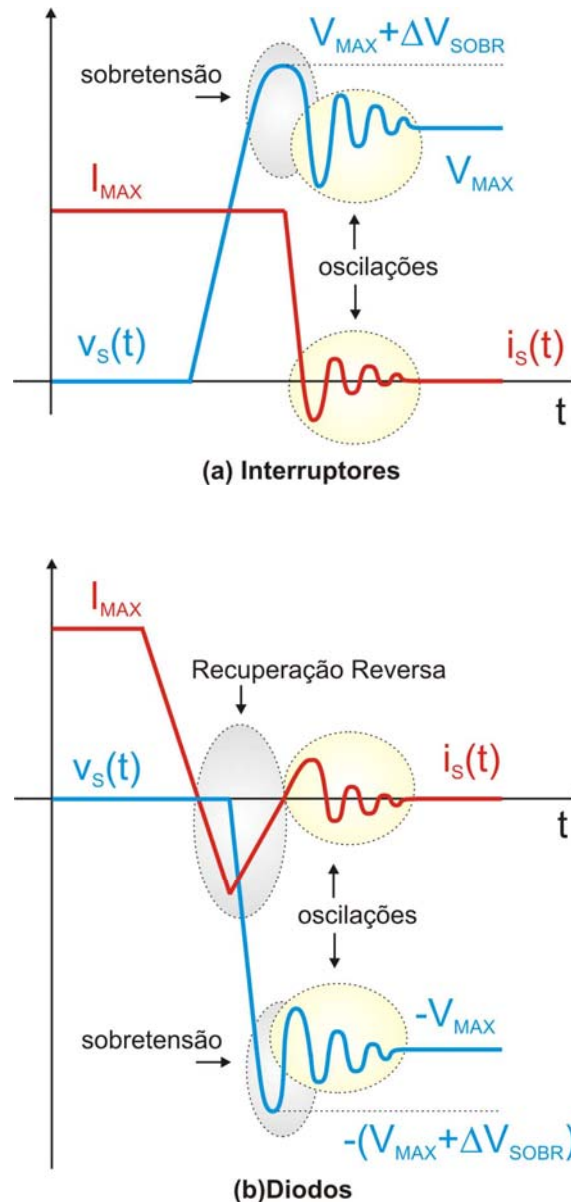
onde:

$V_{MAX}$  é a máxima tensão sobre o dispositivo semiconductor;

$f_s$  é a frequência de comutação;

$C_p$  é a capacitância intrínseca do dispositivo.

Dissipadas como calor no dispositivo eletrônico, as perdas provocam o aumento de sua temperatura média, além de acelerar sua degradação (redução da vida útil). Para que a temperatura fique confinada a valores aceitáveis, faz-se necessário aumentar o tamanho dos dissipadores de calor dos dispositivos semicondutores, caminhando-se na direção oposta da redução de volume e peso que o aumento da frequência de comutação pressupõe. Desta forma, para que não haja redução do rendimento global do conversor e seja mantida a redução de volume e peso, é imperativo que a elevação da frequência de operação seja acompanhada do uso de técnicas de comutação suave, a fim de reduzir as perdas devidas à comutação.



**Figura 1.2 – Oscilações e Sobretensões Produzidas Durante o Intervalo de Comutação nos Dispositivos Semicondutores.**

A seguir, são apresentadas algumas soluções que têm sido propostas nos últimos anos a fim de reduzir as perdas de comutação. Os circuitos mostrados são classificados segundo o tipo de componente semiconductor auxiliar utilizado (ativos e passivos) e segundo o tipo de comutação obtido (tensão controlada e corrente controlada).

## 1.2 Soluções para Redução das Perdas de Comutação

Para reduzir as perdas devidas à comutação é necessário limitar a taxa de variação de corrente ( $di/dt$ ) no interruptor durante sua entrada em condução (“*turn-on*”) e a taxa de variação de tensão ( $dv/dt$ ) no mesmo durante o seu bloqueio (“*turn-off*”) [1, 2]. De acordo com os componentes que serão utilizados para tais fins, existem dois tipos de circuitos que podem ser empregados: *circuitos passivos* e *circuitos ativos*.

### 1.2.1 Circuitos Passivos

Na linha dos circuitos passivos são usados apenas diodos e elementos passivos (tais como capacitores, indutores e resistores) para limitar a taxa de variação de tensão ou de corrente do interruptor. As soluções que empregam circuitos passivos podem ainda ser divididas em duas categorias:

#### A – Comutação com tensão controlada

A solução mais simples deste grupo é o “*snubber*” de “*turn-off*” dissipativo [1, 2], mostrado na Figura 1.3, que emprega o uso de um capacitor em paralelo com o interruptor para limitar a variação de tensão sobre o mesmo durante o seu bloqueio. A energia desviada para o capacitor é depois dissipada em um resistor quando o interruptor entra novamente em condução, daí o nome de *snubber* dissipativo.

A potência dissipada no resistor, dada por:

$$P_{diss} = \frac{1}{2} \times f_s \times C_s \times V_s^2, \quad (1.2)$$

é proporcional à frequência de comutação e em muitos casos atinge valores consideráveis, reduzindo o rendimento global do conversor.

Os *snubbers de turn-off regenerativos* permitem recuperar a energia armazenada no capacitor, ou pelo menos parte dela. A Figura 1.4 apresenta um *snubber de turn-off regenerativo* [2], onde a energia armazenada no

capacitor  $C_s$  durante o bloqueio do interruptor é transferida para o indutor  $L_s$  durante sua entrada em condução e, mais tarde, é transferida à carga.

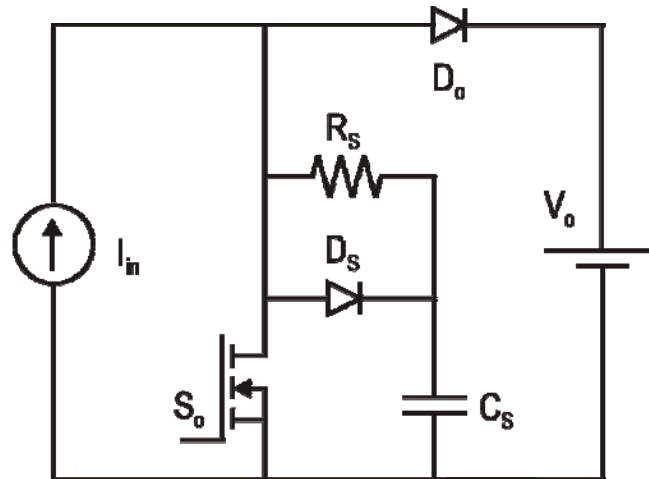


Figura 1.3 – *Snubber de Turn-off Dissipativo Aplicado ao Conversor Boost.*

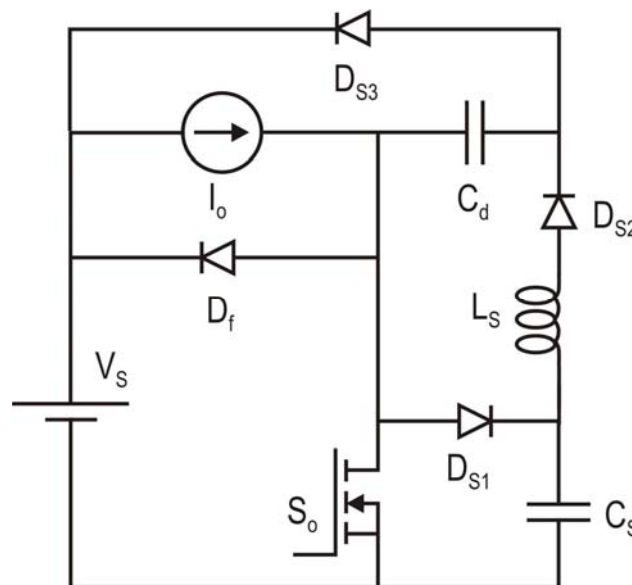


Figura 1.4 – *Snubber de Turn-off Regenerativo.*

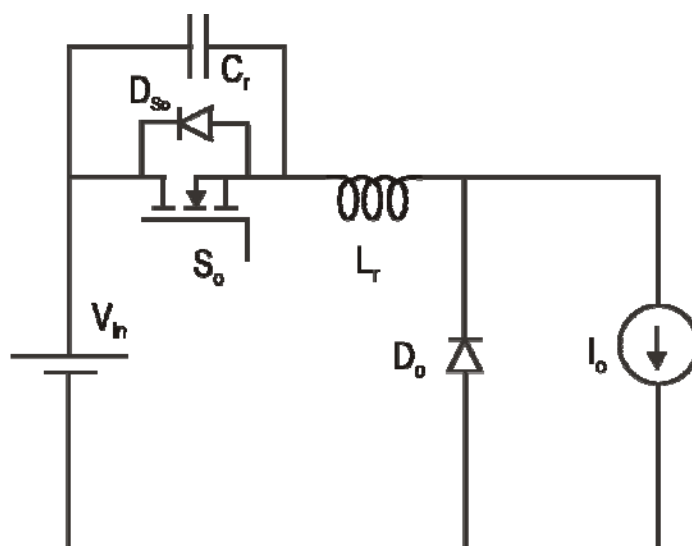
Outra vertente dos circuitos passivos com comutação com tensão controlada são os conversores ZVS FM [3]. A Figura 1.5 apresenta um dos conversores desta família: o conversor abaixador (*Buck*) ZVS FM. Nesta família de conversores, utiliza-se um circuito ressonante composto por um indutor ( $L_r$ ) e um capacitor ressonantes ( $C_r$ ) a fim de reduzir a tensão no interruptor antes de

sua entrada em condução. O diodo em anti-paralelo com o interruptor impede que a tensão sobre o capacitor assuma valores negativos durante a ressonância entre  $L_r$  e  $C_r$ , gerando assim a condição ideal para a entrada em condução em zero de tensão (*ZVS – Zero Voltage Switching*) do interruptor. O indutor, por sua vez, permite descarregar o capacitor de forma ressonante.

Ao empregar um indutor ressonante em série e um capacitor ressonante em paralelo com o interruptor, ou seja, no caminho principal do fluxo de potência, esta técnica de comutação apresenta algumas desvantagens, tais como:

- Elevados estresses de tensão e de corrente aos quais são submetidos os elementos semicondutores;
- Aumento das perdas de condução, devido às perdas no indutor ressonante, pelo qual circula todo o fluxo de potência do conversor.

Além disso, o controle de transferência de potência é realizado através da variação da frequência de comutação, o que dificulta o projeto dos filtros.



**Figura 1.5 – Conversor *Buck* Quase-Ressonante *ZVS FM*.**



## B – Comutação com corrente controlada

Estes circuitos empregam um indutor em série com o interruptor a fim de reduzir a variação de corrente que circula por este quando entra em condução. Assim como nos circuitos de comutação por tensão, existem o *snubber de turn-on dissipativo* [1, 2] e o *regenerativo* [1, 2, 4], como mostram os exemplos da Figura 1.6 e da Figura 1.7. No primeiro caso, a energia armazenada no indutor ( $0,5 \times f_s \times L_s \times I_s^2$ ) é dissipada em um resistor quando o interruptor é bloqueado, podendo em alguns casos reduzir em muito o rendimento global do conversor. Já no *snubber regenerativo*, esta energia é recuperada e enviada para a carga e para a fonte  $V_s$ .

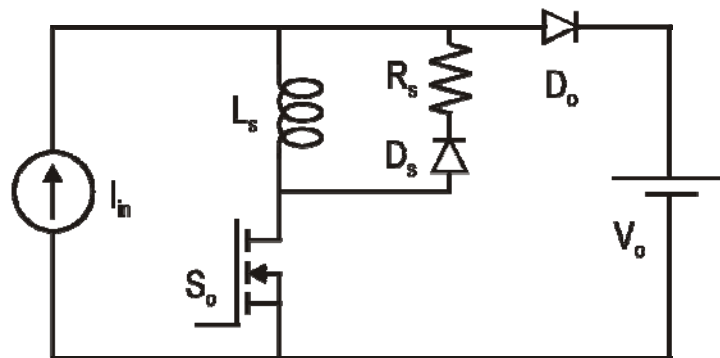


Figura 1.6 – *Snubber de Turn-on Dissipativo Aplicado ao Conversor Boost.*

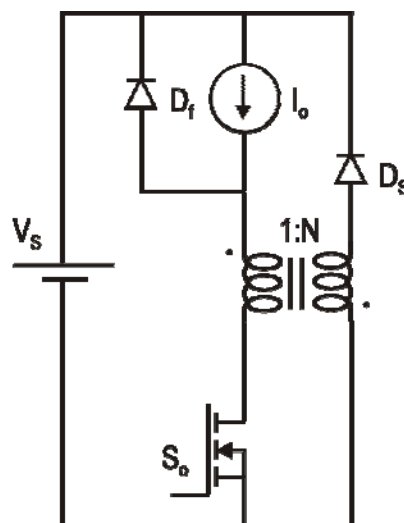
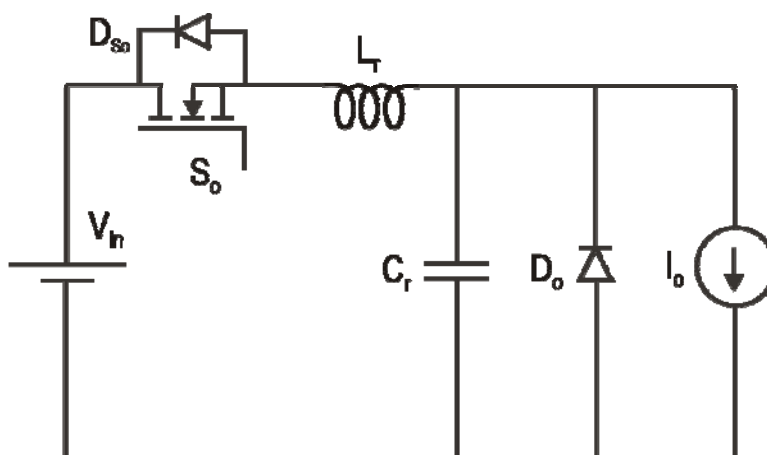


Figura 1.7 – *Snubber de Turn-on Regenerativo.*

Outra solução na linha dos circuitos passivos com comutação com corrente controlada é o conversor quase ressonante ZCS FM [3], mostrado na Figura 1.8. Ele permite a comutação em zero de corrente (ZCS – Zero Current Switching) do interruptor devido ao indutor em série com este. O capacitor, por sua vez, é responsável por fazer com que a corrente no indutor ressonante volte a zero após a ressonância entre o indutor  $L_r$  e o capacitor  $C_r$ . Aqui também são válidas as mesmas desvantagens do conversor ZVS FM devido ao fato de o indutor ressonante estar no caminho principal do fluxo de potência. Além disso, como no caso ZVS, o controle de transferência de potência também é feito através da variação da frequência de comutação.



**Figura 1.8 – Conversor Buck Quase-Ressonante ZCS FM.**

Vários outros circuitos têm sido propostos na literatura a fim de melhorar o processo de comutação do interruptor do conversor. Muitas destas estruturas apresentam topologias mais complexas e fazem uso de um número bem maior de componentes [5-13].

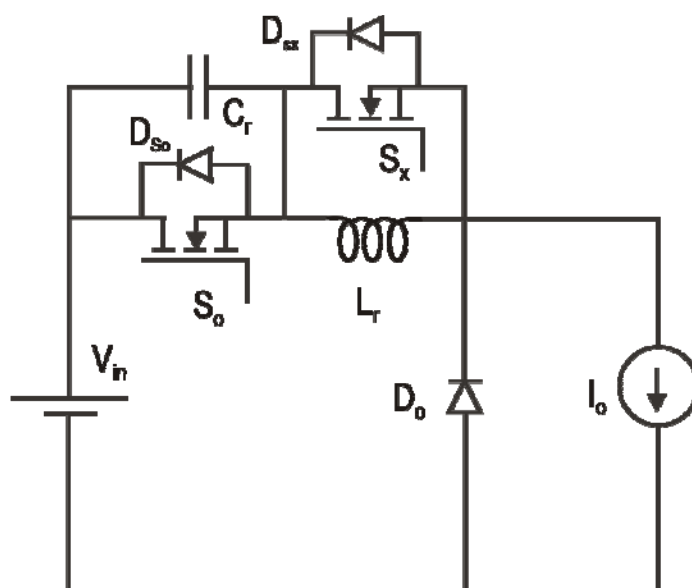
### 1.2.2 Circuitos Ativos

Nestes circuitos, além de elementos passivos e diodos, utiliza-se um elemento ativo (interruptor auxiliar) para contornar os problemas dos conversores ZVS e ZCS FM e obter-se a operação do conversor com frequência fixa. Assim como

no caso dos circuitos passivos, é possível realizar a comutação do interruptor em zero de tensão e/ou em zero de corrente.

### A – Comutação com tensão controlada

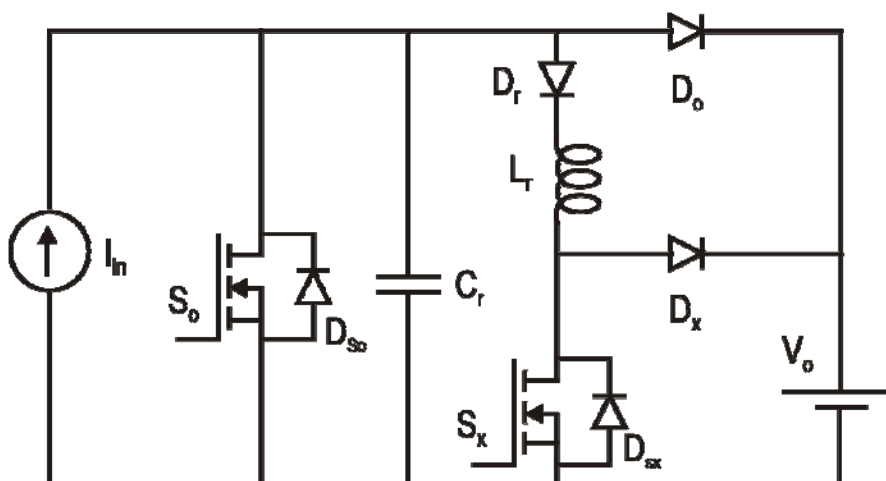
A inclusão de um interruptor auxiliar em paralelo com o indutor ressonante do conversor ZVS apresentado anteriormente permite operá-lo em frequência fixa e com modulação por largura de pulso. Obtém-se assim uma das configurações de conversor ZVS PWM apresentada na literatura [14], como mostra a Figura 1.9. O fato de o indutor ressonante continuar em série com o interruptor principal do conversor faz com que este apresente as mesmas desvantagens comentadas no caso do conversor ZVS FM: elevados estresses de tensão e de corrente nos elementos e aumento das perdas de condução devido à perda no indutor ressonante.



**Figura 1.9 – Conversor Buck ZVS PWM.**

A fim de solucionar tais problemas, uma das alternativas apresentadas na literatura foi utilizar um circuito auxiliar que estivesse localizado fora do caminho do fluxo de potência, como é o caso dos conversores ZVT PWM [15]. Nesta técnica, o circuito auxiliar é acionado apenas durante as transições de comutação, daí o nome de ZVT (*Zero Voltage Transition*), ou transição em zero

de tensão. Com isso, o nível de potência processado pelo circuito auxiliar é inferior ao processado pelo circuito principal, o que reduz as perdas no indutor ressonante. Além disso, não existem os problemas de sobretensão nos elementos semicondutores, como no caso dos conversores *ZVS PWM*. A Figura 1.10 apresenta um dos conversores desta família: o conversor *Boost ZVT PWM*.



**Figura 1.10 – Conversor *Boost ZVT PWM*.**

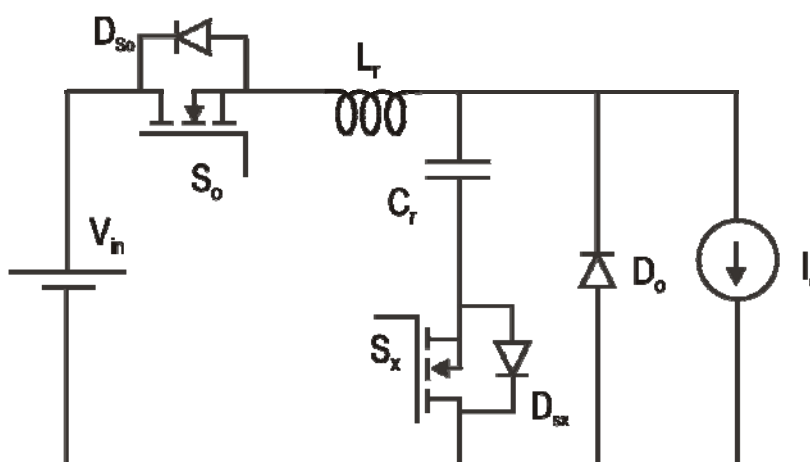
Esta técnica apresenta como principal desvantagem, a bloqueio inadequado do interruptor auxiliar, pois o mesmo é bloqueado enquanto ainda há circulação de corrente por ele, caracterizando uma comutação de forma dissipativa (“*hard switching*”). Isto resulta em elevadas perdas de comutação, o que acaba reduzindo o rendimento global do conversor.

Uma grande variedade de circuitos baseados na técnica *ZVT* tem sido apresentada na literatura [16-52]. Alguns deles apresentam desvantagens tais como a presença de elevados estresses de tensão e/ou de corrente nos interruptores, limitações de razão cíclica de operação, limitação do ganho de tensão do conversor, complexidade do circuito auxiliar e até mesmo o uso de um grande número de componentes. Algumas destas soluções serão apresentadas e analisadas mais a frente.

## B – Comutação com corrente controlada

Uma das formas apresentadas na literatura para se obter a operação em frequência fixa e com modulação *PWM* a partir do conversor *ZCS FM* é incluir um interruptor auxiliar em série com o capacitor ressonante do conversor, obtém-se assim o conversor *ZCS PWM* [14, 53]. A Figura 1.11 mostra um dos conversores desta família: o conversor *Buck ZCS PWM*. As desvantagens desta técnica são as mesmas apresentadas para o conversor *ZVS PWM*.

Outras topologias têm sido propostas na literatura a fim de contornar os problemas do conversor *ZCS PWM* apresentado em [14]. Como exemplo, pode-se citar os conversores apresentados em [54] e [55].

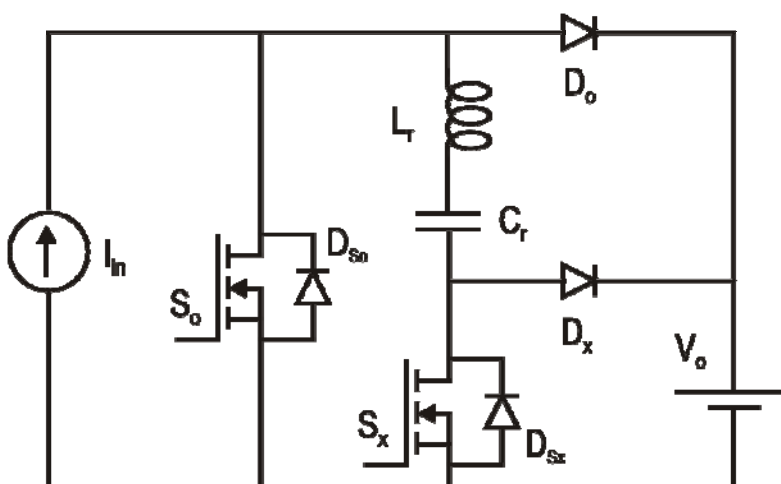


**Figura 1.11 – Conversor *Buck ZCS PWM*.**

Como no caso da comutação por tensão, é possível localizar o circuito auxiliar fora do caminho principal do fluxo de potência, obtendo-se assim os conversores com transição em zero de corrente (*ZCT – Zero Current Transition*). A Figura 1.12 apresenta um dos conversores da família *ZCT PWM* [56]. Por estar localizado fora do caminho principal de transferência de potência, as perdas no indutor ressonante são menores que as do conversor *ZCS PWM*, além disso, não existem problemas de sobretensão nos principais elementos semicondutores. As desvantagens desta técnica são: a entrada em condução dissipativa do interruptor principal, o bloqueio dissipativo do diodo de

saída e a existência de um pico de corrente no interruptor principal (recuperação reversa do diodo).

Uma mudança na estratégia de acionamento do conversor *ZCT PWM*, proposta em [57], permite obter a entrada em condução e o bloqueio em zero de corrente em ambos os interruptores. O circuito do conversor é o mesmo mostrado na Figura 1.12, a única diferença está no seu controle. Nesta nova estratégia, o circuito auxiliar é acionado tanto no *turn-on* quanto no *turn-off* do interruptor principal a fim de obter a comutação *ZCS* nos dois interruptores.

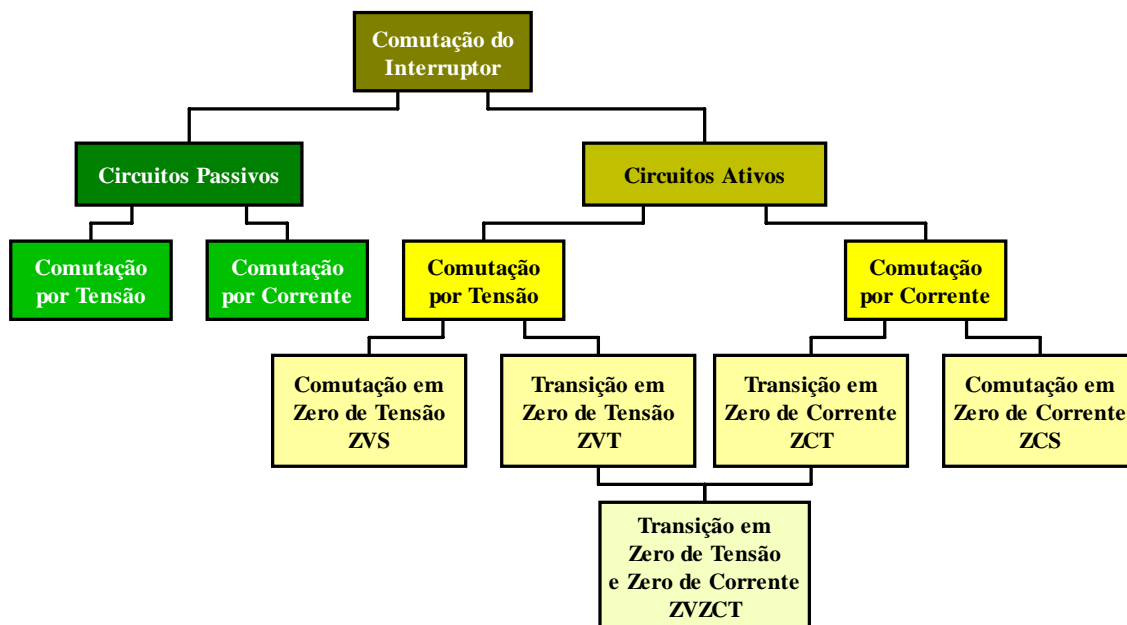


**Figura 1.12 – Conversor *Boost ZCT PWM*.**

## C – Comutação com tensão e corrente controladas

Atualmente vêm surgindo conversores que procuram obter tanto a entrada em condução quanto o bloqueio do interruptor em zero de tensão e zero de corrente [58, 59]. Nesta nova técnica, tanto os dispositivos do tipo portadores majoritários (MOSFETs) quanto minoritários (IGBTs) podem ser utilizados como interruptores sem maiores problemas, uma vez que tanto a tensão quanto a corrente são nulas durante a entrada em condução e durante o bloqueio do interruptor.

A Figura 1.13 apresenta um panorama geral sobre as técnicas e circuitos de comutação descritos anteriormente.



**Figura 1.13 – Panorama Geral sobre Técnicas e Circuitos de Comutação.**

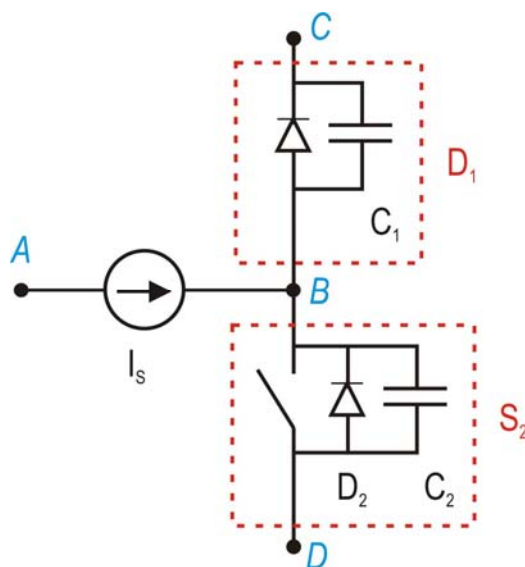
### **1.3 Estado da Arte dos Conversores com Transição Suave**

Observando as técnicas de comutação apresentadas anteriormente, pode-se notar que os conversores com transição suave ou ressonante (*ZVT* e *ZCT*) representam uma das soluções mais simples, robusta e que apresenta o menor número de desvantagens em relação às demais técnicas. Além disso, a transição sob tensão nula (*ZVT*) pode aproveitar a capacitância parasita do dispositivo semicondutor na etapa ressonante, proporcionando uma melhora no desempenho do conversor quanto à Interferência Eletromagnética (*EMI*). Estas características tornam a técnica *ZVT* bastante interessante e atrativa, o que levou à sua escolha para realização do presente estudo.

#### **1.3.1 Estudo Genérico da Técnica de Comutação em Zero de Tensão com um Interruptor Auxiliar**

De uma forma genérica, a célula de comutação dos conversores CC-CC não-isolados pode ser representada pelo circuito da Figura 1.14 [60]. Uma análise mais detalhada desta célula, bem como sua aplicação na obtenção dos conversores CC-CC não isolados, pode ser encontrada no anexo A. A chave

genérica ( $S_2$ ) apresentada na Figura 1.14 é formada por um interruptor, um diodo e um capacitor, enquanto a fonte de corrente pode representar tanto o indutor de filtragem como o indutor de armazenamento intermediário presente em algumas estruturas. As capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$  foram introduzidas no circuito a fim de auxiliar o processo de comutação com tensão nula, mas também podem ser entendidas como sendo as capacitâncias parasitas dos dispositivos.



**Figura 1.14 – Célula de Comutação dos Conversores CC-CC Não Isolados.**

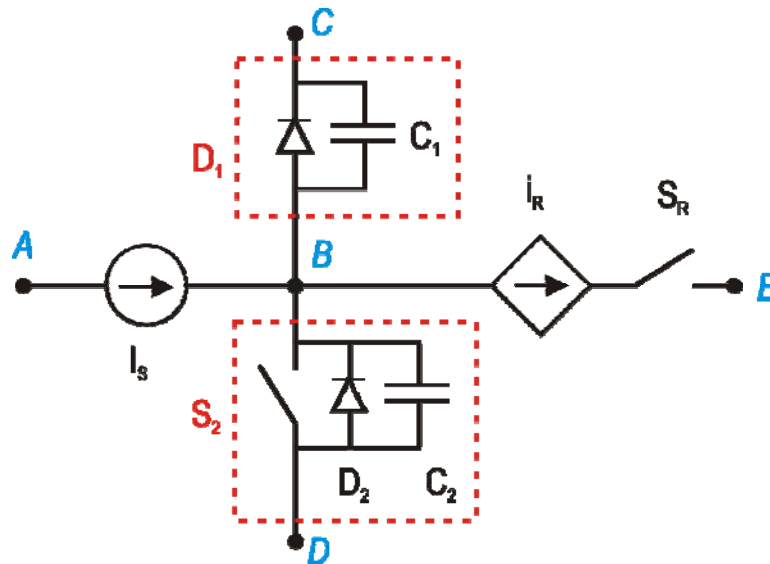
O funcionamento da célula de comutação é descrito a seguir:

- Assumindo que a chave  $S_2$  está ligada e o diodo  $D_1$  bloqueado, a fonte de corrente  $I_s$  mantém a capacitância  $C_1$  carregada. Ao desligar a chave  $S_2$ ,  $I_s$  irá descarregar  $C_1$  enquanto carrega  $C_2$ , permitindo então o bloqueio de forma suave de  $S_2$ ;
- Quando a tensão no nó “B” alcança o valor da tensão no nó “C”, o diodo  $D_1$  entrará em condução em zero de tensão;

Devido ao sentido da corrente  $I_s$  mostrado na figura, a entrada em condução natural em zero de tensão só ocorre quando da comutação de  $S_2$  para  $D_1$ . Para que também se obtenha entrada em condução em zero de tensão na



comutação de  $D_1$  para  $S_2$ , é necessária a introdução de um ramo auxiliar ao circuito, como mostra a Figura 1.15.



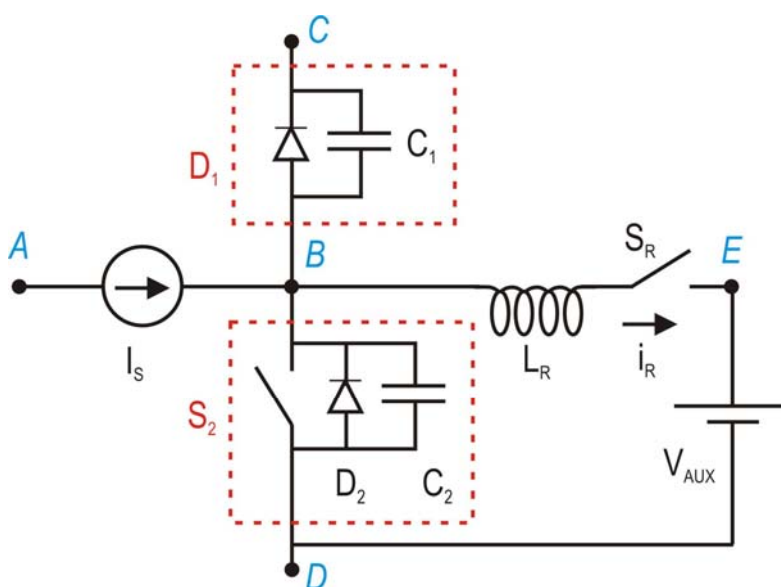
**Figura 1.15 – Célula de Comutação em Zero de Tensão com Corrente de Redirecionamento.**

O ramo auxiliar desta nova célula é responsável por drenar suavemente uma corrente de redirecionamento ( $i_R$ ) do nó “B”, permitindo assim que também se obtenha uma comutação natural em zero de tensão de  $D_1$  para  $S_2$  da seguinte forma:

- Assumindo  $D_1$  em condução e  $S_2$  desligada, quando a chave  $S_R$  é ligada, a corrente  $i_R$  começa a crescer e a corrente em  $D_1$  a decrescer, de tal forma que  $i_R + i_{D_1} = I_s$ .
- A corrente  $i_R$  deve continuar a crescer até ultrapassar o valor de  $I_s$ . Quando isso acontece, a corrente em  $D_1$  é nula e o diodo é naturalmente bloqueado. A fonte de corrente  $i_R$  é responsável pelo controle da taxa de variação de corrente em  $D_1$ , mantendo sua corrente de recuperação reversa em níveis aceitáveis.
- Depois que  $D_1$  é bloqueado, a fonte  $i_R$  irá carregar  $C_1$  e descarregar  $C_2$ . Quando a tensão no nó “B” alcança o valor da tensão no nó “D”, o

diodo da chave  $S_2$  ( $D_2$ ) entrará em condução, permitindo que a mesma seja ligada em zero de tensão.

Em geral, a fonte de redirecionamento de corrente  $i_R$  é composta por um pequeno indutor  $L_R$  em série com a chave  $S_R$  e uma fonte de tensão auxiliar  $V_{AUX}$ , como mostra a Figura 1.16. Para que ocorra o correto direcionamento da corrente  $i_R$  a fim de obter a comutação em zero de tensão para a chave  $S_2$ , é necessário que a tensão no nó “E” seja menor que a tensão no nó “B”. Caso contrário, a corrente  $i_R$  teria sentido contrário ao indicado na Figura 1.15 e não mais seria possível obter entrada em condução em zero de tensão para  $S_2$ . A fonte de tensão auxiliar é a responsável por garantir este correto direcionamento da corrente  $i_R$ .



**Figura 1.16 – Célula de Comutação em Zero de Tensão com Indutor de Redirecionamento.**

### 1.3.2 Diferentes Formas de Implementar a Fonte Auxiliar em Conversores com Comutação em Zero de Tensão

A literatura tem apresentado uma diversidade de maneiras para implementar a fonte auxiliar  $V_{AUX}$  mostrada na Figura 1.16, cada uma delas com

características próprias de funcionamento. Apesar dessas diversidades, conforme [61], é possível agrupar estas soluções em três grandes grupos:

- Conversores *ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada;
- Conversores *ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar CC;
- Conversores *ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar Ressonante.

A seguir, é apresentada uma pequena análise de cada um destes três grupos, mostrando suas principais características, seu princípio de funcionamento e alguns exemplos de conversores surgidos na literatura.

#### A – Conversores *ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada

Neste grupo de conversores, a fonte auxiliar não participa do processo ressonante de descarga do capacitor  $C_2$ , sendo introduzida no circuito apenas depois que a tensão sobre o mesmo é nula. Esta característica faz com que a fonte auxiliar assuma dois valores distintos durante o processo de comutação: zero e  $V_{AUX}$ .

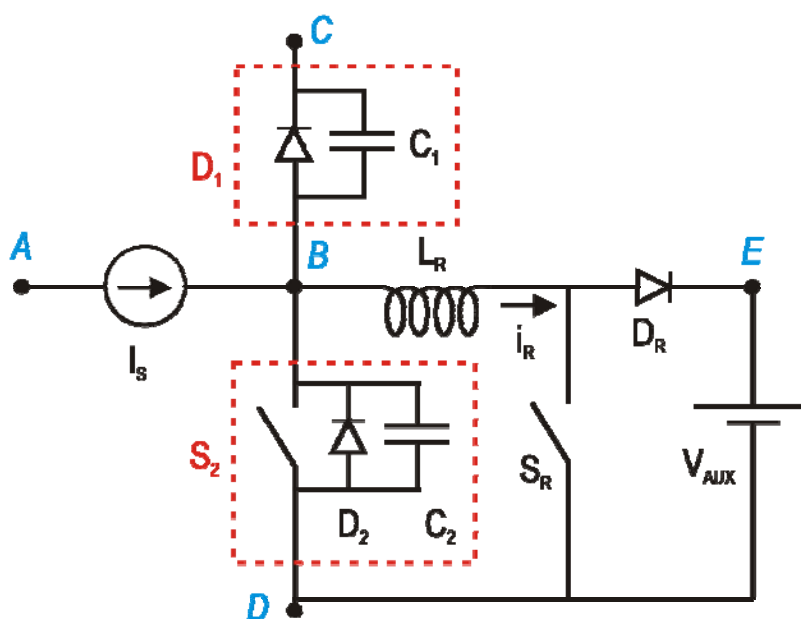
A Figura 1.17 apresenta uma possibilidade de implementação da célula de comutação de um conversor *ZVT* com fonte de tensão auxiliar chaveada, podendo ser aplicada a qualquer um dos conversores CC-CC básicos não isolados mostrados no Anexo A.

O funcionamento da célula é bem simples:

- Inicialmente, o diodo  $D_1$  está conduzindo toda a corrente da fonte  $I_S$  e o interruptor  $S_2$  encontra-se desligado;
- Ao ligar o interruptor  $S_R$ , a corrente  $i_R$  começa a circular através do indutor  $L_R$ , crescendo linearmente até atingir o valor da fonte  $I_S$ . Neste instante, o diodo  $D_1$  bloqueia naturalmente e tem início uma etapa de ressonância entre o indutor  $L_R$  e o capacitor  $C_2$ ;
- Durante a ressonância, o capacitor é descarregado e sua tensão cai até atingir zero. Neste momento, o diodo  $D_2$  entra em condução mantendo

nula a tensão sobre o interruptor. A partir daí,  $S_2$  pode ser ligado sob tensão nula;

- Ao desligar o interruptor  $S_R$ , o diodo  $D_R$  entra em condução introduzindo a fonte de tensão auxiliar no circuito. Com isso, a corrente no indutor passa a decrescer linearmente. No instante em que esta corrente passa a ser menor que  $I_S$ , o diodo  $D_2$  é bloqueado naturalmente e a corrente  $i_R$  passa a circular apenas através da chave. Este processo continua até que o indutor seja totalmente descarregado e a corrente  $i_R$  seja nula.



**Figura 1.17 – Célula de Comutação dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada.**

A Figura 1.10 apresentou um dos conversores ZVT pertencentes a este grupo. Por questões de comodidade, o mesmo circuito é rerepresentado na Figura 1.18. Este foi o primeiro conversor ZVT proposto na literatura e, como dito anteriormente, sua principal vantagem está na localização do circuito auxiliar fora do caminho principal de transferência de potência do conversor. Este fato possibilita o dimensionamento dos componentes do circuito auxiliar apenas para uma fração da potência do conversor, contribuindo para um aumento do rendimento global do mesmo em relação aos conversores ZVS PWM existentes. Além disso, a capacitância parasita do interruptor é incorporada ao

processo de ressonância do conversor através do capacitor  $C_2$ , o que melhora seu desempenho quanto à emissão de Interferência Eletromagnética (EMI). Sua principal desvantagem está no bloqueio dissipativo do interruptor auxiliar ( $S_R$ ). Para minimizar este efeito, em geral, utiliza-se um MOSFET como interruptor auxiliar; pois este dispositivo possui uma capacitância intrínseca que possibilita uma redução na taxa de variação da tensão ( $dv/dt$ ) entre seus terminais, assegurando um bloqueio com perdas controladas. Entretanto, a energia armazenada na capacitância parasita é dissipada no mesmo elemento quando este entra em condução (*capacitive turn-on losses*), contribuindo para uma pequena redução do rendimento global e aumento da geração de EMI.

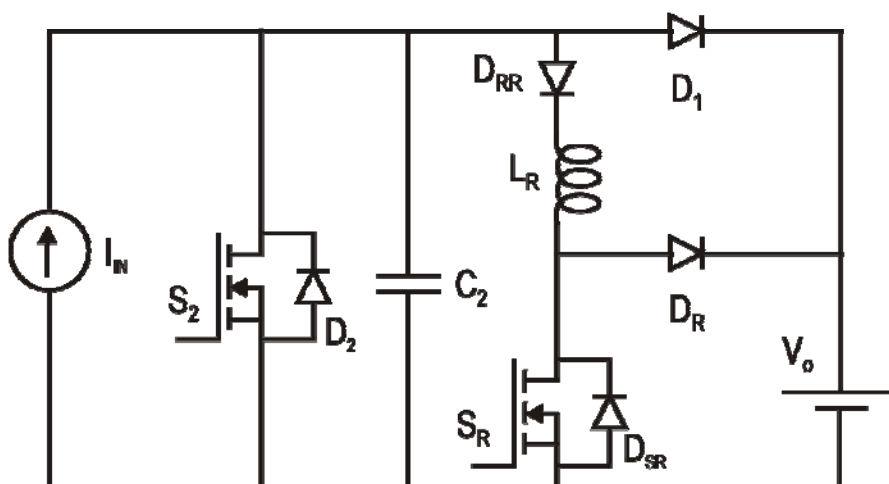


Figura 1.18 – Conversor *Boost ZVT PWM* proposto em [15].

O circuito da Figura 1.19 apresenta um segundo conversor pertencente ao grupo dos conversores *ZVT* com fonte de tensão auxiliar chaveada proposto em [30]. Ele foi o primeiro na literatura a apresentar um *snubber* regenerativo no circuito auxiliar a fim de melhorar o bloqueio do interruptor  $S_R$ . A presença do capacitor  $C_{RR}$  no circuito auxiliar permite limitar a taxa de variação de tensão no interruptor durante o seu bloqueio, reduzindo assim suas perdas de comutação. As perdas devido à energia armazenada na capacitância intrínseca de  $S_R$ , no entanto, não são minimizadas. Além disso, o indutor  $L_R$  não limita a descarga do capacitor  $C_{RR}$  sobre o interruptor principal, o que faz com que sua corrente cresça quase instantaneamente durante a descarga do capacitor.

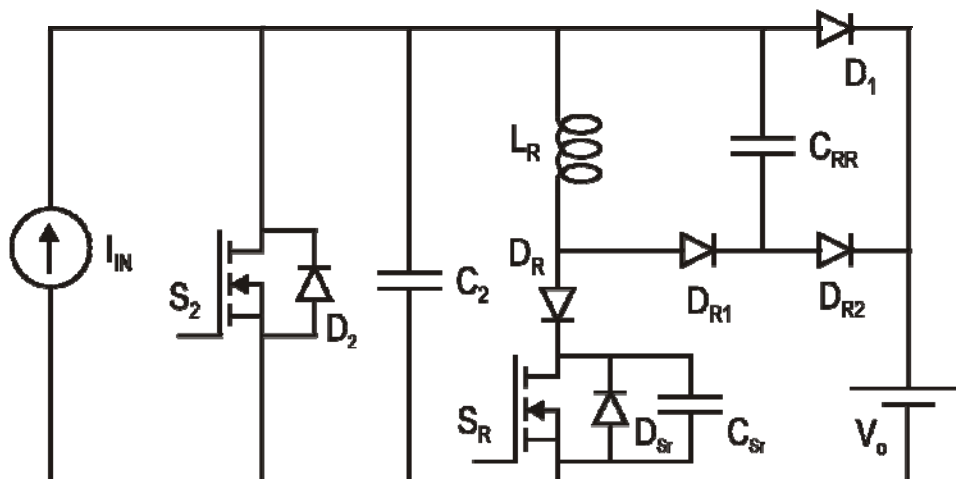


Figura 1.19 – Conversor *Boost ZVT PWM* Proposto em [30].

A Figura 1.20 mostra uma terceira alternativa de conversor com fonte auxiliar chaveada que utiliza um *snubber* regenerativo com acoplamento magnético a fim de melhorar o bloqueio do interruptor auxiliar. Este conversor faz parte da proposta apresentada no capítulo 2 deste trabalho, tendo sido apresentada primeiramente em [46]. Assim como nos outros dois conversores apresentados, esta solução não elimina as perdas relativas à energia acumulada na capacitância intrínseca do interruptor auxiliar. No entanto, esta energia é totalmente entregue à carga sem circular pelo interruptor principal, o que lhe garante um crescimento de corrente com taxa de variação controlada pelo indutor  $L_R$ .

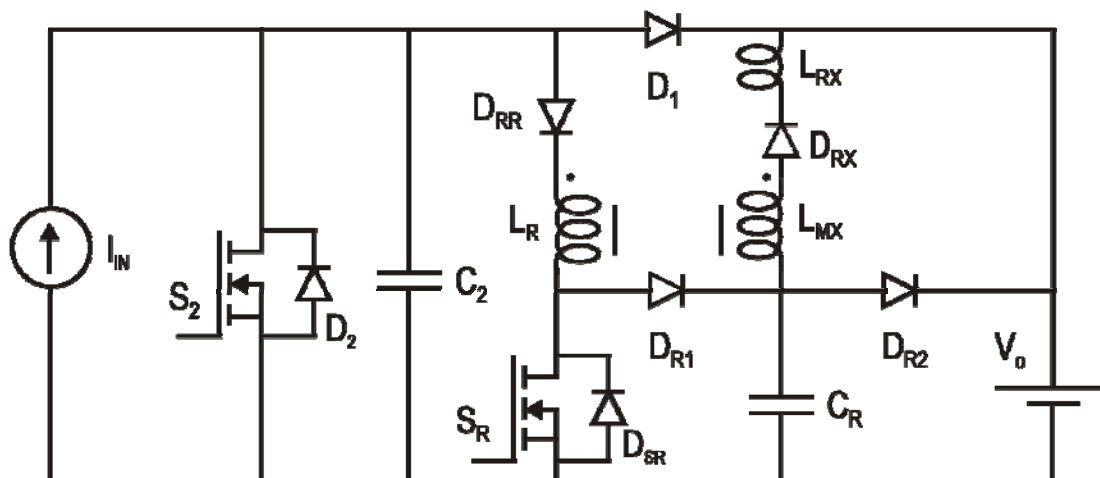


Figura 1.20 – Conversor *Boost ZVT PWM* Proposto em [46].

## B – Conversores *ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar CC

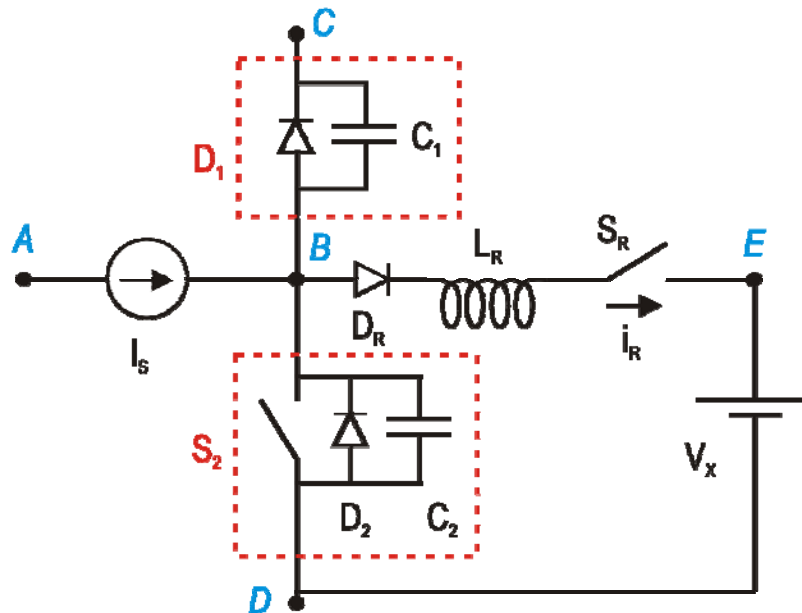
Neste segundo grupo de conversores *ZVT*, a fonte de tensão auxiliar apresenta um valor fixo e, portanto, participa do processo ressonante de descarga de  $C_2$ .

A Figura 1.21 apresenta a célula de comutação de um conversor *ZVT* com fonte de tensão auxiliar CC, podendo ser aplicada a qualquer um dos conversores CC-CC básicos não isolados presentes no Anexo A. Seu funcionamento também é bastante simples:

- Inicialmente, o diodo  $D_1$  está conduzindo toda a corrente da fonte  $I_S$  e o interruptor  $S_2$  encontra-se desligado;
- Ao ligar o interruptor  $S_R$ , a corrente  $i_R$  começa a circular através do indutor  $L_R$ , crescendo linearmente até atingir o valor da fonte  $I_S$ . Neste instante, o diodo  $D_1$  bloqueia naturalmente e tem início uma etapa de ressonância entre o indutor  $L_R$  e o capacitor  $C_2$ . Deve-se notar que a fonte de tensão auxiliar está presente durante todo o processo de crescimento linear da corrente em  $L_R$ ;
- Durante a etapa de ressonância, o capacitor  $C_2$  é descarregado e a tensão sobre o interruptor  $S_2$  cai até atingir zero. Neste momento, o diodo  $D_2$  entra em condução mantendo em zero a tensão sobre o interruptor. A partir daí,  $S_2$  pode ser ligado sob tensão nula. Novamente, deve-se observar que a fonte  $V_X$  participa também do processo de descarga ressonante de  $C_2$ ;
- Uma vez ligado o interruptor  $S_2$ , a corrente no indutor  $L_R$  passa a decrescer linearmente devido à fonte de tensão auxiliar  $V_X$  e continua decrescendo até atingir zero. Neste momento, o interruptor  $S_R$  pode ser desligado em zero de corrente, garantindo perdas de comutação nulas durante seu bloqueio.

A fonte de tensão auxiliar pode ser implementada diretamente através do uso de fontes CC (uma fonte adicional ou uma fonte do próprio conversor) ou indiretamente através da utilização de transformadores conectados a uma fonte

CC, o que tem dando origem a diversas estruturas apresentadas na literatura nos últimos anos [32, 47-52].



**Figura 1.21 – Célula de Comutação dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC.**

A Figura 1.22 apresenta uma solução que utiliza uma das fontes existentes no próprio conversor para implementar a fonte auxiliar [48]. Suas principais vantagens são a simplicidade e o reduzido número de componentes adicionais utilizados. Entretanto, a utilização da fonte de entrada ( $V_{IN}$ ) como fonte auxiliar resulta na limitação do ganho estático do conversor que deve ser  $m \geq 2$  para que se obtenha comutação não dissipativa no interruptor  $S_2$ .

A família de conversores apresentada em [52] utiliza um autotransformador a fim de implementar a fonte de tensão auxiliar. O conversor *Boost ZVT* desta família é mostrado na Figura 1.23. A utilização do autotransformador permite operar o conversor sem limitações de ganho estático. Entretanto, para garantir a completa desmagnetização do núcleo, o interruptor auxiliar deve permanecer em condução por alguns instantes após o interruptor principal ter assumido a corrente de entrada; o que acaba limitando a razão cíclica máxima e mínima do



conversor. Além das perdas nos dispositivos semicondutores, as perdas originadas nos dispositivos magnéticos também contribuem para reduzir o rendimento global do conversor; fato que deve ser levado em consideração ao analisar as vantagens do uso de tal estrutura.

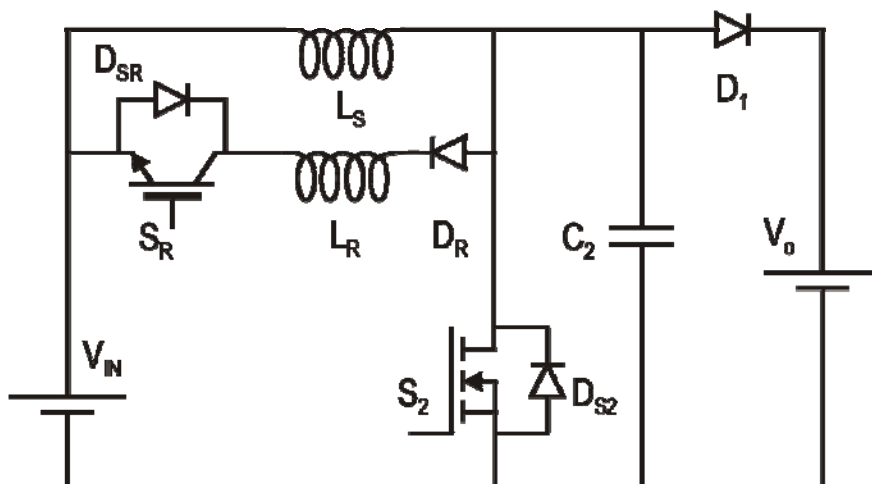


Figura 1.22 – Conversor *Boost ZVT PWM* Proposto em [48].

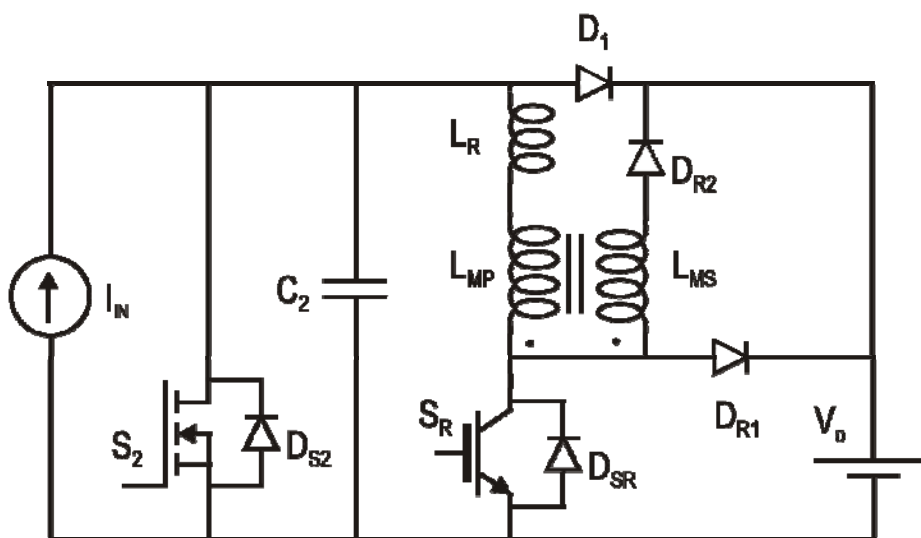


Figura 1.23 – Conversor *Boost ZVT PWM* Proposto em [52].

Uma terceira opção de implementar a fonte de tensão auxiliar é apresentada em [50]. Ela utiliza um auto-transformador acoplado ao indutor *boost* para obter a fonte de tensão auxiliar, apresentando como principal vantagem a redução no volume do conversor obtida pela integração magnética dos elementos. Entretanto, as perdas nestes elementos ainda devem ser consideradas durante a análise da proposta de uso desta solução.

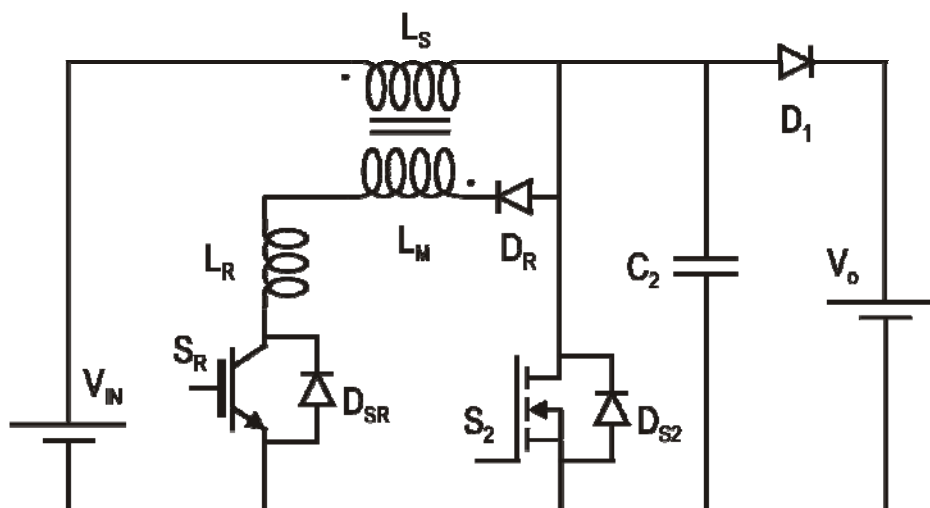
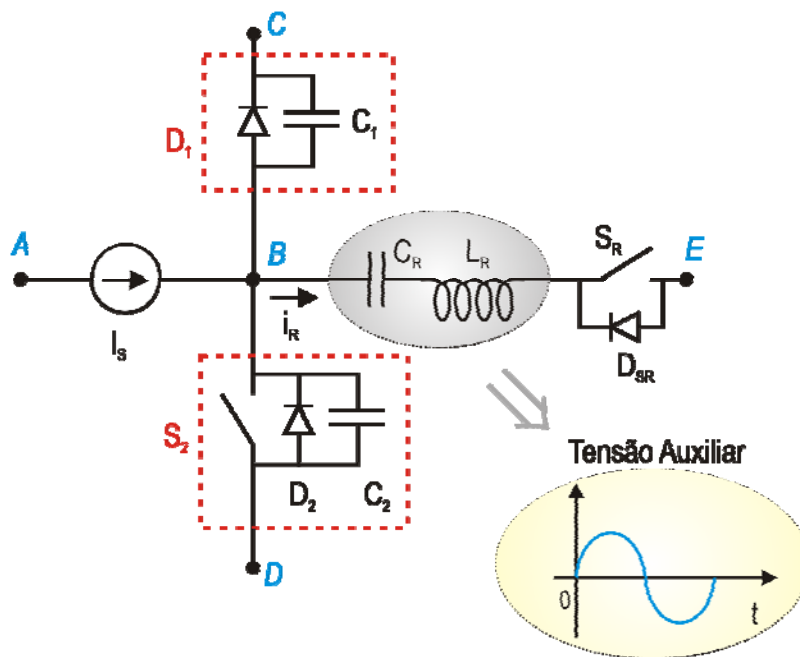


Figura 1.24 – Conversor *Boost* ZVT PWM Proposto em [50].

### C – Conversores *ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar Ressonante

Este grupo de conversores difere dos outros dois apresentados anteriormente porque o controle do fluxo da corrente que circula através do indutor auxiliar ( $i_R$ ) não é realizado por uma fonte de tensão CC e sim por uma fonte ressonante formada pela associação série do indutor auxiliar ( $L_R$ ) e de um capacitor de pequeno valor ( $C_R$ ).

A célula de comutação básica dos conversores *ZVT* com fonte de tensão auxiliar ressonante é mostrada na Figura 1.25 e pode ser aplicada a qualquer um dos conversores CC-CC básicos não isolados presentes no Anexo A.

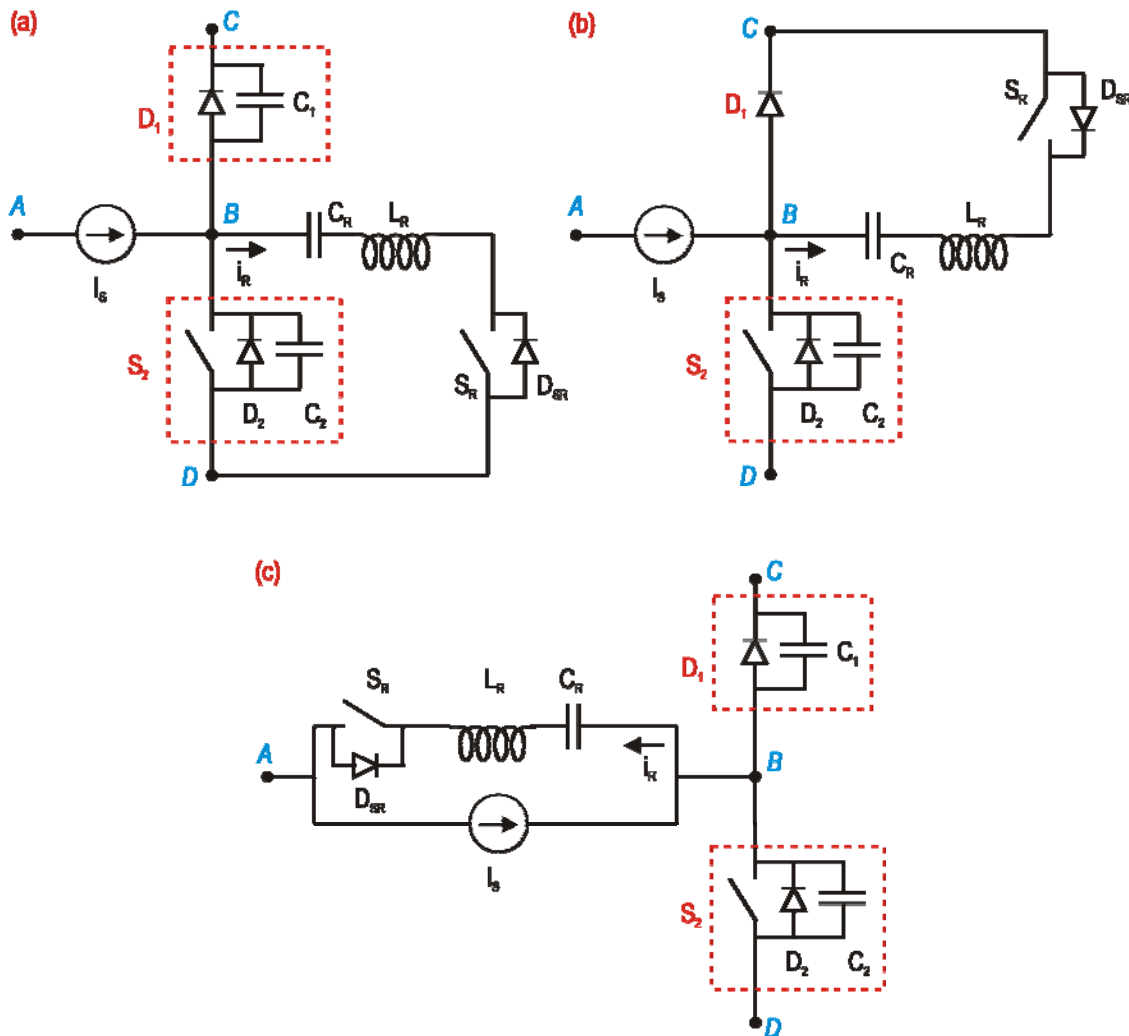


**Figura 1.25 – Célula de Comutação Básica dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Ressonante.**

As condições necessárias para que haja comutação em zero de tensão do interruptor  $S_2$  são função apenas do circuito ressonante ( $L_R$  e  $C_R$ ) e das condições iniciais destes elementos. Desta forma, o nó E mostrado no circuito da Figura 1.25 pode ser conectado a qualquer um dos três terminais do circuito comum dos conversores CC-CC não isolados, como mostra a Figura 1.26.

Cada uma das três alternativas de conexão do circuito auxiliar possui características diferentes, uma vez que a tensão nos três nós passíveis de conexão (A, B ou C) é diferente uma da outra. Entretanto, apesar destas diferenças, o princípio de funcionamento dos três circuitos baseia-se na ressonância entre a corrente no indutor e a tensão sobre o capacitor para produzir as condições necessárias à comutação em zero de tensão de  $S_2$ . Pode-se resumir o funcionamento do circuito da seguinte forma:

- Ao ligar o interruptor  $S_R$ , tem início a ressonância entre o capacitor  $C_R$  e o indutor  $L_R$ . Durante esta etapa ressonante, a corrente no indutor cresce até atingir o valor da fonte  $I_s$ . Neste instante, o diodo  $D_1$  é bloqueado e inicia-se uma nova etapa ressonante entre  $L_R$ ,  $C_R$  e  $C_2$ ;



**Figura 1.26 – Circuito Comum dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Ressonante: (a) nó E ligado ao nó D; (b) nó E ligado ao nó C e (c) nó E ligado ao nó A.**

- Nesta segunda etapa ressonante, a energia armazenada no capacitor  $C_2$  é descarregada e a tensão entre seus terminais começa a decrescer. Quando ela atinge zero, o diodo  $D_2$  entra em condução e, a partir daí, o interruptor  $S_2$  pode ser ligado sob tensão nula;
- Quando a tensão sobre o interruptor  $S_2$  chega a zero, a etapa ressonante passa a ocorrer novamente somente entre  $L_R$  e  $C_R$ . A ressonância continua a acontecer e a corrente no indutor acaba invertendo de sentido (tornando-se negativa), fazendo com que o diodo

$D_{SR}$  entre em condução. A partir daí, o interruptor auxiliar pode ser desligado sob corrente nula;

- Em um dado momento da etapa ressonante, a tensão sobre o capacitor  $C_R$  também inverte de polaridade e faz com que a corrente no indutor comece a decrescer. Quando esta corrente chega à zero, o diodo  $D_{SR}$  é bloqueado e o processo de comutação chega ao seu fim.

Além dos elementos mostrados no circuito básico do conversor ZVT (Figura 1.26), a implementação deste tipo de circuito auxiliar requer a utilização de componentes adicionais (em geral diodos) a fim de garantir o funcionamento adequado do circuito e evitar fenômenos tais como o “*voltage boosting*”. Este fenômeno ocorre devido ao fato de o capacitor  $C_R$  acumular energia em cada ciclo de operação e acaba fazendo com que a tensão entre seus terminais cresça indefinidamente. O uso de diodos de grampeamento no capacitor  $C_R$  consegue evitar este problema, sendo que, para cada alternativa de conexão do circuito auxiliar mostrada na Figura 1.26 existe uma sugestão de configuração que garante a operação do conversor em regime permanente sem *voltage boosting*. A Figura 1.27 apresenta dois exemplos de circuito que utilizam diodo de grampeamento para este fim:

- o primeiro circuito, proposto em [36], apresenta um conversor com fonte ressonante cujo nó E foi conectado ao nó C. Nele, utiliza-se um diodo  $D_A$  em paralelo com o capacitor  $C_R$  para fazer o seu grampeamento e possibilitar operação sem *voltage boosting*;
- no segundo circuito, apresentado em [62], o nó E foi ligado ao nó C. Este circuito também utiliza um diodo auxiliar  $D_A$  para grampear a tensão através de  $C_R$  e evitar o *voltage boosting*.

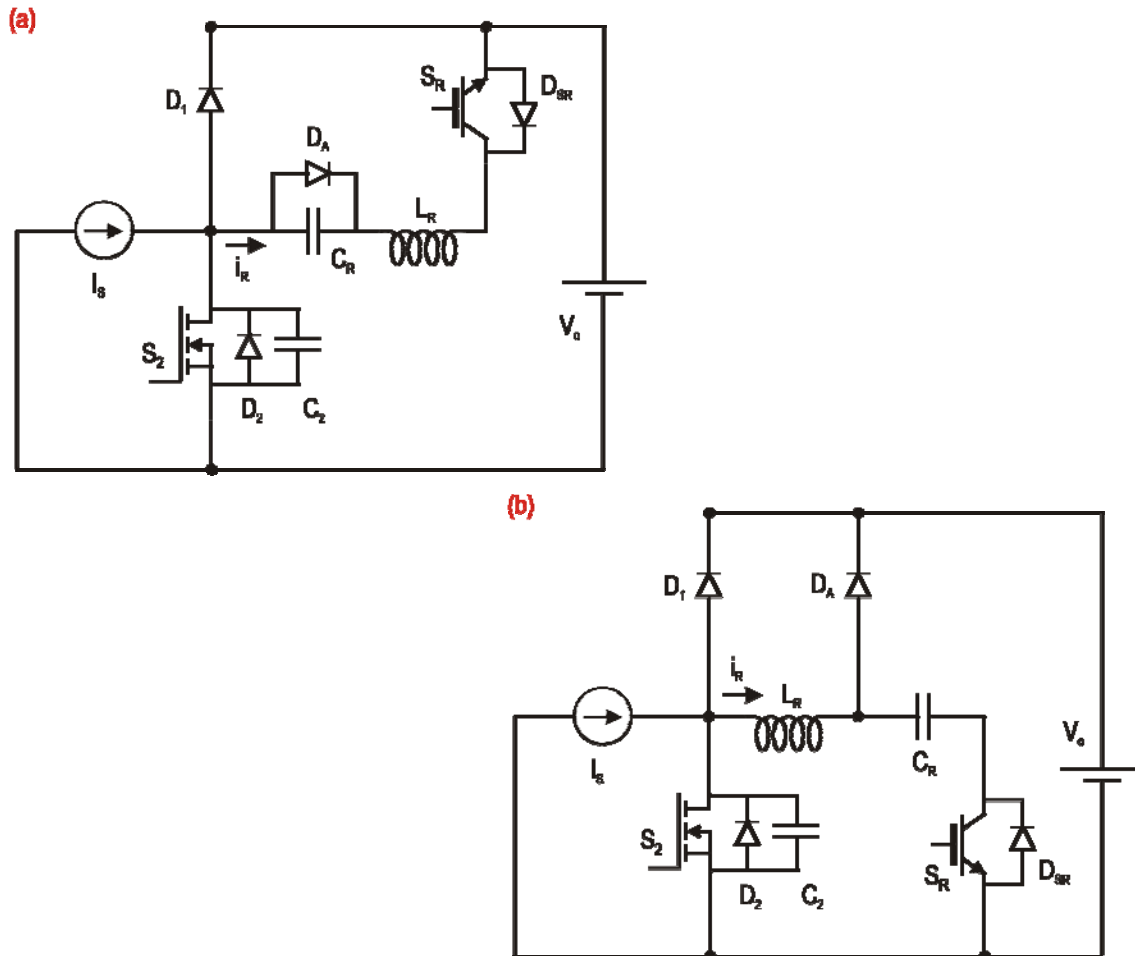


Figura 1.27 – Conversores *Boost ZVT PWM* com Fonte de Tensão Auxiliar Ressonante: (a) nó E ligado ao nó C [36] e (b) nó E ligado ao nó D [62].

#### 1.4 Escopo e Estrutura do Trabalho

A revisão das técnicas de comutação suave para conversores CC-CC apresentada neste capítulo permitiu observar que os conversores com transição suave (*ZVT* e *ZCT*) representam uma das soluções mais vantajosas quando comparada com as demais técnicas. Além disso, o uso da técnica de transição sob tensão nula (*ZVT*) permite aproveitar a capacitância parasita do dispositivo semicondutor na etapa ressonante, o que melhora o desempenho do conversor quanto à Interferência Eletromagnética (*EMI*). Entretanto, alguns contratempos existentes na estrutura *ZVT* original fizeram com que outras estruturas derivadas do conversor original fossem propostas nos últimos anos. Algumas dessas estruturas foram apresentadas na seção 1.2.

O presente trabalho propõe o estudo da aplicação de acoplamento magnético na estrutura de algumas dessas soluções a fim de eliminar alguns de seus contratempos e limitações e/ou reduzir ainda mais as perdas no interruptor auxiliar. Para tal, o trabalho estará estruturado conforme a descrição apresentada a seguir.

Neste primeiro capítulo foi apresentada uma breve revisão das técnicas de comutação suave que têm sido aplicadas aos conversores CC-CC nos últimos anos. Em seguida foi apresentado um estudo generalizado da técnica *ZVT* onde as diversas maneiras de implementar a fonte auxiliar do conversor são classificadas em três grupos. Por fim, foi apresentada a proposta e a estrutura deste trabalho.

No segundo capítulo é apresentada uma solução simples para reduzir as perdas durante o bloqueio do interruptor auxiliar baseada numa célula de *snubber regenerativo* que utiliza um acoplamento magnético. A solução apresentada faz parte do primeiro grupo de formas de implementar a fonte de tensão auxiliar dos conversores *ZVT*, apresentado neste capítulo. Com a aplicação da célula *snubber*, obtém-se o bloqueio em zero de tensão para o interruptor auxiliar. No início do capítulo, é feito o estudo da célula de comutação proposta onde são apresentadas e descritas as etapas de operação da nova estrutura. Também são apresentadas as equações matemáticas que descrevem cada uma das etapas de operação, bem como equações e gráficos que permitem dimensionar os componentes das células *ZVT* e do *snubber* de forma simples e rápida. Em seguida, é apresentada a aplicação da célula de comutação utilizando acoplamento magnético aos seis conversores CC-CC não isolados. Ao final, é realizado um exemplo de projeto que ilustra de forma simples e rápida o uso das equações e da metodologia de projeto desenvolvida.

No capítulo 3 é apresentado o estudo da aplicação de acoplamento magnético a uma das estruturas do segundo grupo de formas de implementar a fonte de tensão auxiliar dos conversores *ZVT*. Como no capítulo 2, no início é feito o estudo da célula de comutação proposta apresentando suas etapas de operação e as equações matemáticas que descrevem seu comportamento. Também são apresentadas equações e gráficos de projeto que permitem dimensionar seus componentes de forma simples e rápida. A aplicação da célula de comutação aos seis conversores CC-CC não isolados é mostrada em seguida e, ao final, é realizado um exemplo de projeto que exemplifica o uso das equações e da metodologia de projeto obtida.

O quarto capítulo apresenta os resultados de simulação obtidos a partir dos conversores projetados nos exemplos dos capítulos 2 e 3. Os resultados comprovam o bom funcionamento da estrutura uma vez que as tensões e correntes nos dispositivos do circuito são bastante semelhantes às formas de onda teóricas esperadas.

No quinto capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da construção de protótipos de 500W, 100kHz dos conversores *Boost* propostos nos capítulos 2 e 3.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões gerais do trabalho, bem como sugestões para trabalhos futuros.



## CAPÍTULO 2

---

# Acoplamento Magnético Aplicado a Conversores $ZVT$ com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada

---

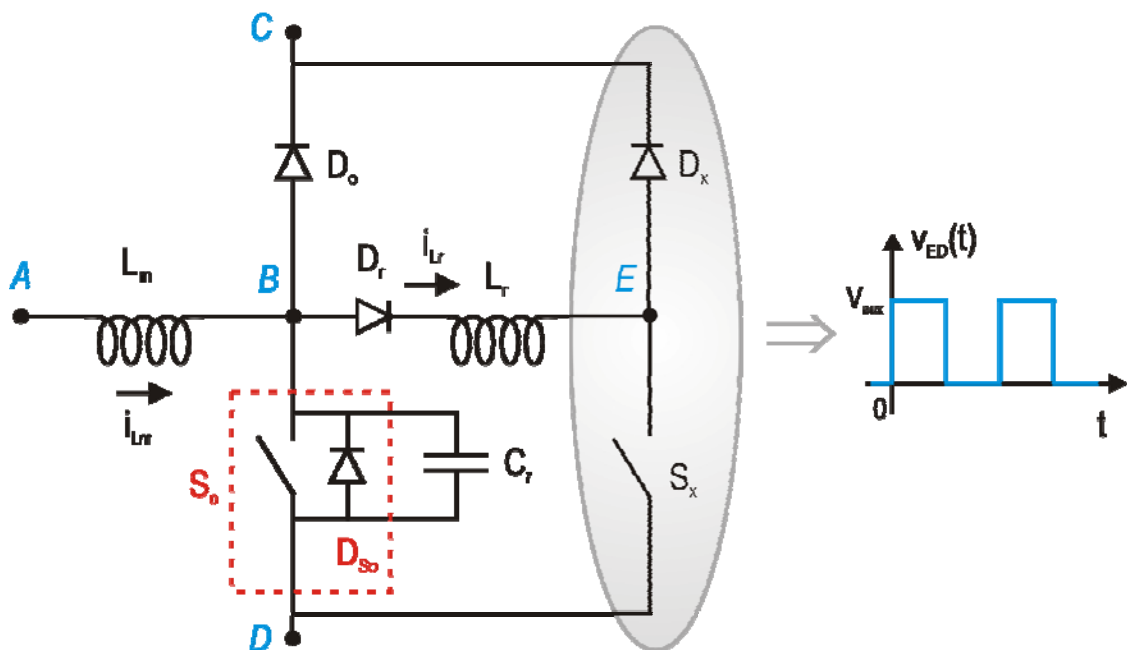


Como visto no capítulo anterior, para que a entrada em condução do interruptor principal dos conversores CC-CC básicos ocorra em zero de tensão, é necessário o uso de uma fonte de corrente de redirecionamento, composta por um interruptor auxiliar, um indutor ressonante e uma fonte de tensão auxiliar. As diferentes formas de se implementar a fonte de tensão auxiliar apresentadas na literatura deram origem a três classes de conversores ZVT. A primeira classe é formada pelos conversores com fonte de tensão auxiliar chaveada, objeto de estudo deste capítulo.

Neste grupo de conversores, a fonte auxiliar apresenta dois valores distintos durante um ciclo completo de comutação. Em um primeiro momento, que antecede a entrada em condução do interruptor principal, a fonte auxiliar assume valor nulo (zero). Após o “*turn-on*” sob tensão nula do interruptor principal, a fonte de tensão assume um valor igual a  $V_{AUX}$ .

A Figura 2.1 apresenta a célula de comutação desta classe de conversores. Seu funcionamento é bastante simples: o interruptor auxiliar ( $S_x$ ) é ligado instantes antes do interruptor principal ( $S_o$ ) ser ligado fazendo com que a corrente no indutor ressonante ( $L_r$ ) cresça linearmente até atingir o valor da corrente no indutor  $L_m$ . Neste instante, o diodo  $D_o$  é bloqueado e, a partir daí, ocorre a ressonância entre o capacitor  $C_r$  e o indutor  $L_r$ . A tensão no capacitor decresce até atingir zero e, ao tentar crescer negativamente, o diodo  $D_{S_o}$  entra em condução, fazendo com que a tensão sobre o interruptor seja nula. Nos casos em que se utiliza um MOSFET como interruptor principal, o diodo  $D_{S_o}$  é o próprio diodo intrínseco do interruptor, reduzindo assim o número de componentes e aumentando a robustez e confiabilidade do conversor. Nos casos em que o interruptor principal é um IGBT, a redução do número de componentes também pode ser obtida, utilizando-se os IGBTs com diodo em antiparalelo construídos no mesmo encapsulamento disponíveis no mercado. Uma vez que a tensão sobre o interruptor é mantida em zero pelo diodo,  $S_o$  pode ser ligado sem perdas de comutação; e o interruptor  $S_x$  pode ser desligado. Ao desligar  $S_o$ , o capacitor  $C_r$  faz com que sua transição de tensão

seja suave e as perdas devidas à comutação, pequenas. Desta forma, obtém-se no interruptor principal uma entrada em condução ZVS e ZCS e um bloqueio ZVS. A entrada em condução do interruptor auxiliar ocorre em zero de corrente; porém, seu bloqueio ocorre quando o mesmo ainda conduz o valor máximo de corrente. Este fato ocasiona perdas de comutação significativas neste interruptor; sendo esta a principal desvantagem da estrutura. Algumas soluções têm sido apresentadas na literatura no intuito de reduzir as perdas no interruptor auxiliar [31, 51].



**Figura 2.1 – Célula de Comutação dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada.**

Neste capítulo, propõe-se estudar a aplicação de um circuito de ajuda à comutação (*snubber*) regenerativo [46] ao interruptor auxiliar da estrutura apresentada na Figura 2.1 com o objetivo de reduzir suas perdas de comutação. O *snubber* proposto utiliza-se de um acoplamento magnético para reaproveitar a energia armazenada no capacitor enviando-a para a entrada e/ou saída do conversor, dependendo do tipo de conversor CC-CC empregado.

Na próxima seção é apresentada a célula de comutação proposta incluindo o *snubber* regenerativo magneticamente acoplado e logo em seguida são descritas suas etapas de operação e apresentadas as principais equações de tensão e de corrente em cada uma delas. Na segunda seção, é apresentada a aplicação da célula generalizada à família de conversores CC-CC básicos. Logo após, são obtidas as equações de projeto que permitem o dimensionamento dos elementos de ambas as células de comutação ZVT e *snubber* e, ao final, é realizado um exemplo de projeto que ilustra o uso da metodologia de projeto aqui apresentada.

### **2.1. Estudo do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada**

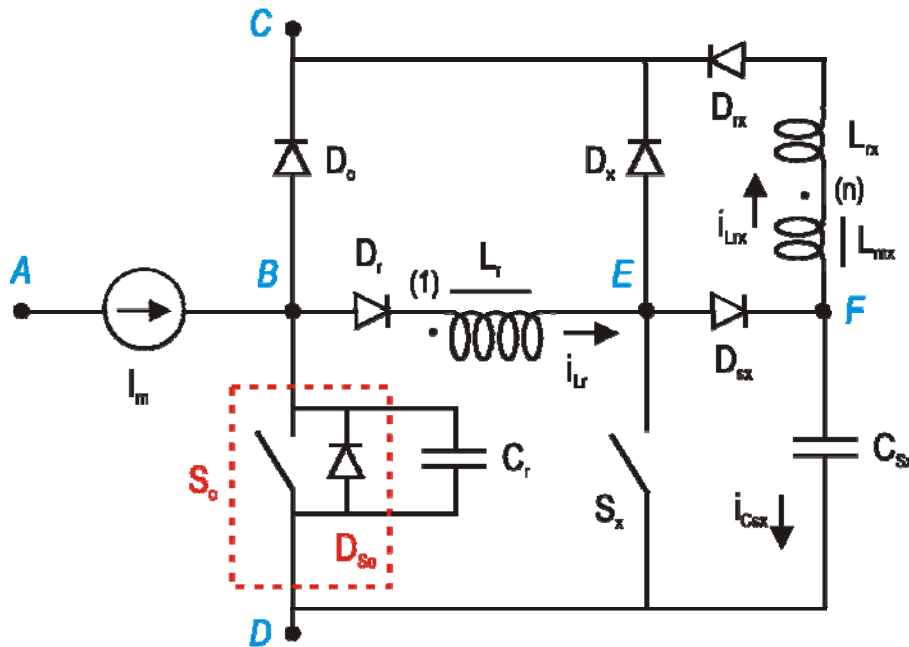
A célula de comutação proposta neste capítulo apresenta um acoplamento magnético entre o indutor do circuito de ajuda à comutação ( $L_{mx}$ ) e o indutor ressonante da estrutura ZVT clássica ( $L_r$ ), como mostra a Figura 2.2. O acoplamento magnético possui uma relação de espiras igual a 1:n, onde o valor de n é dado por  $n = N_{mx}/N_r$ . Este acoplamento é responsável por produzir as condições necessárias para que ocorra a descarga ressonante do capacitor  $C_{sx}$ , reaproveitando a energia nele armazenada, enviando-a para a entrada e/ou saída do conversor, dependendo do tipo de conversor CC utilizado.

O funcionamento da célula proposta é semelhante ao da estrutura ZVT clássica, descrito anteriormente. A operação do interruptor principal permanece inalterada; porém, agora, o interruptor auxiliar é bloqueado em zero de tensão devido à presença do capacitor  $C_{sx}$ . A energia armazenada no capacitor, dada por:

$$E_{C_{sx}} = \frac{1}{2} \times C_{sx} \times V_{CD}^2, \quad (2.1)$$

é enviada de forma ressonante para a entrada e/ou saída do conversor através do acoplamento magnético entre  $L_r$  e  $L_{mx}$ , quando o interruptor auxiliar ( $S_x$ ) entra em condução. O acréscimo de corrente no interruptor auxiliar devido à corrente refletida de  $L_{mx}$  é responsável pela elevação de sua perda em

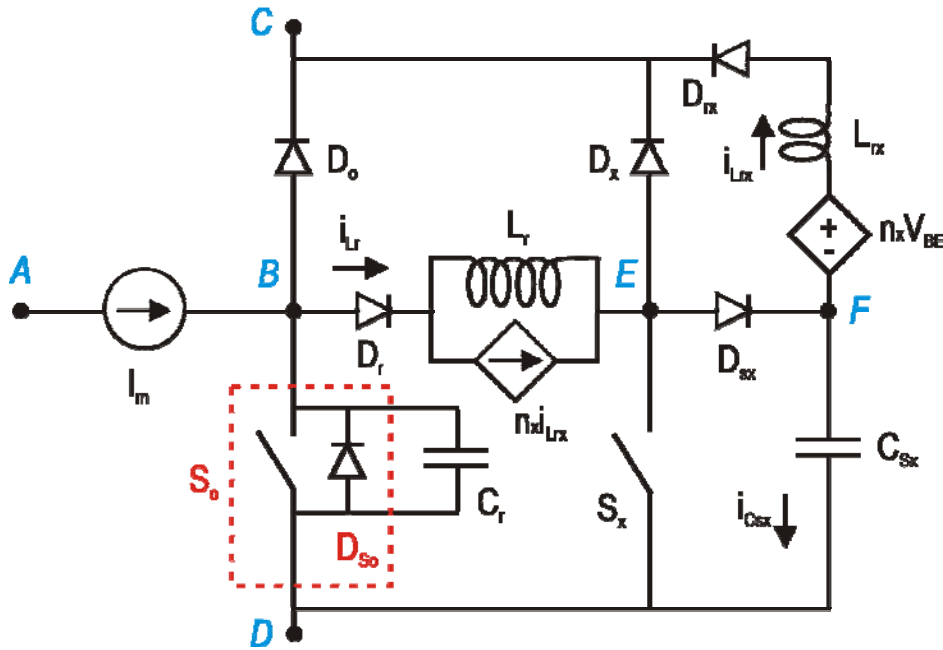
condução. Entretanto, este acréscimo pode ser desprezado se comparado com a economia proporcionada durante o bloqueio do interruptor.



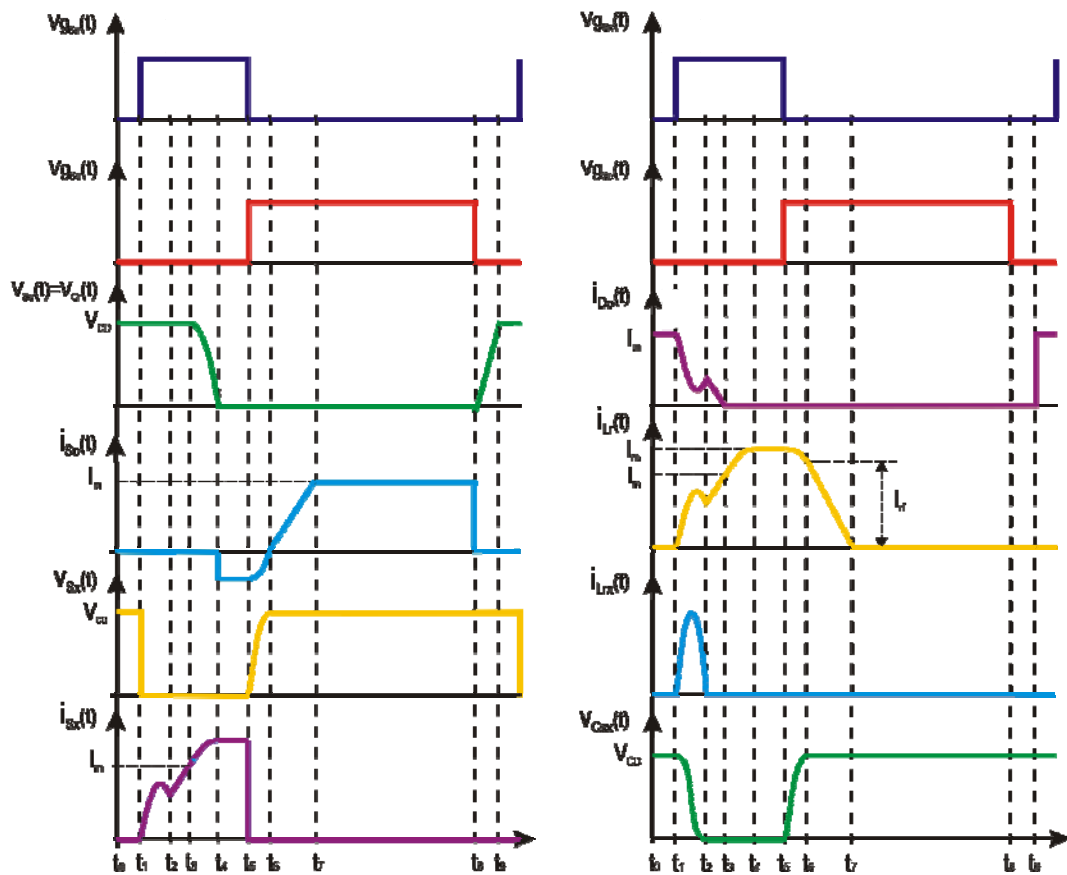
**Figura 2.2 – Célula de Comutação dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**

### 2.1.1. Etapas de Operação

A estrutura proposta neste capítulo apresenta nove etapas de operação descritas a seguir. Durante a segunda, terceira, quarta e quinta etapas, a fonte de tensão auxiliar possui valor nulo e, nas demais etapas, um valor de tensão igual a  $V_{CD}$ , caracterizando a natureza chaveada da fonte auxiliar. A Figura 2.3 mostra seu circuito equivalente. Pode-se notar através da figura que o acoplamento magnético entre os indutores  $L_r$  e  $L_{mx}$  é representado através de fontes controladas de tensão e de corrente. As formas de onda teóricas de tensão e corrente em alguns elementos da estrutura são apresentadas na Figura 2.4.



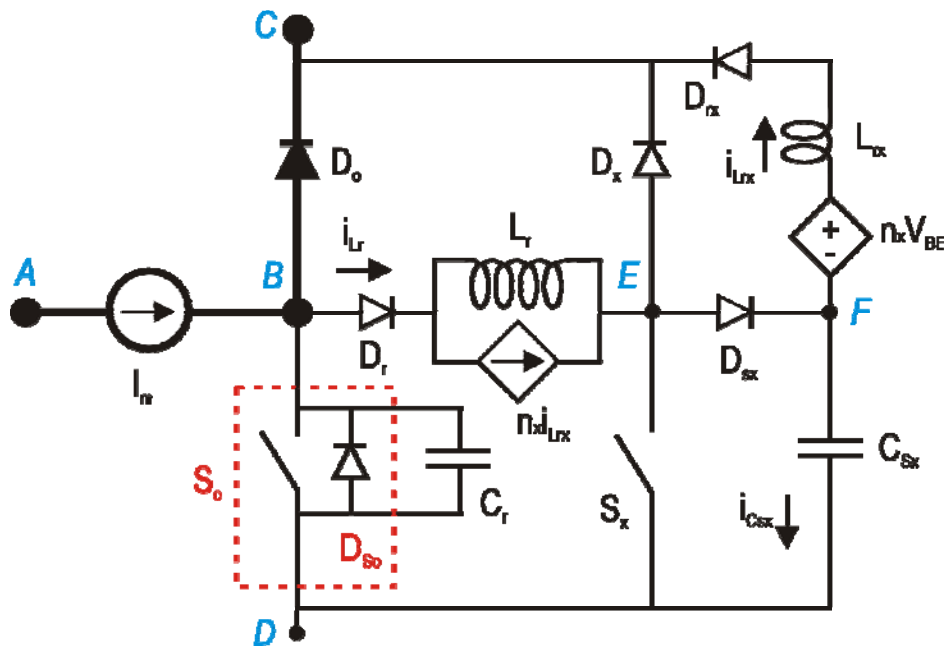
**Figura 2.3 – Circuito Equivalente do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**



**Figura 2.4 – Formas de Onda Teóricas do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**

### A. Primeira Etapa de Operação [ $t_0, t_1$ ]

Durante esta etapa, representada na Figura 2.5, ambos os interruptores principal ( $S_o$ ) e auxiliar ( $S_x$ ) encontram-se bloqueados e a energia é transferida para a carga através do diodo  $D_o$ .



**Figura 2.5 –Primeira Etapa de Operação [ $t_0, t_1$ ].**

### B. Segunda Etapa de Operação [ $t_1, t_2$ ]

No instante de tempo  $t_1$ , o interruptor auxiliar ( $S_x$ ) é ligado e a corrente no indutor  $L_r$  começa a crescer. Neste mesmo instante, o diodo  $D_{rx}$  entra em condução dando início à ressonância entre o capacitor  $C_{sx}$  e o indutor  $L_{rx}$ . A energia armazenada em  $C_{sx}$  é então transferida para a entrada e/ou saída através do acoplamento magnético. A Figura 2.6 apresenta o diagrama esquemático desta etapa de operação e a Figura 2.7, seu circuito equivalente no domínio “s”.





Analisando o circuito e aplicando as Leis de Kirchhoff ao nó “F” e às malhas existentes, podem-se escrever as seguintes equações:

$$s \times C_{sx} \times \left[ v_{C_{sx}}(s) - \frac{V_{CD}}{s} \right] + \frac{v_{C_{sx}}(s) + n \times v_{L_r}(s) - v_{L_r}(s)}{s \times L_{rx}} = 0; \quad (2.2)$$

$$v_{L_r}(s) = \frac{V_{CD}}{s}; \quad (2.3)$$

$$i_{L_r}(s) = \frac{v_{L_r}(s)}{s \times L_r}; \quad (2.4)$$

$$i_{L_{rx}}(s) = \frac{v_{C_{sx}}(s) + n \times \frac{V_{CD}}{s} - \frac{V_{CD}}{s}}{s \times L_{rx}} \quad (2.5)$$

e

$$i_{S_x}(s) = i_{L_r}(s) + n \times i_{L_{rx}}(s). \quad (2.6)$$

Resolvendo as equações (2.2) e (2.5), obtém-se:

$$v_{C_{sx}}(t) = V_{CD} \times \left\{ (1-n) + n \times \cos[\omega_{rx} \times (t-t_1)] \right\} \quad (2.7)$$

e

$$i_{L_{rx}}(t) = \frac{n \times V_{CD}}{Z_{rx}} \times \text{sen}[\omega_{rx} \times (t-t_1)], \quad (2.8)$$

onde:

$$\omega_{rx} = \frac{1}{\sqrt{L_{rx} \times C_{sx}}} \quad (2.9)$$

e

$$Z_{rx} = \sqrt{\frac{L_{rx}}{C_{sx}}}. \quad (2.10)$$

A partir das equações (2.3) e (2.4) chega-se a:

$$v_{L_r}(t) = V_{CD} \quad (2.11)$$

e

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{CD}}{L_r} \times (t - t_1). \quad (2.12)$$

Resolvendo a equação (2.6), obtém-se:

$$i_{S_x}(t) = \frac{V_{CD}}{L_r} \times (t - t_1) + \frac{n^2 \times V_{CD}}{Z_{rx}} \times \text{sen}[\omega_{rx} \times (t - t_1)]. \quad (2.13)$$

Observando o segundo termo da equação (2.13), pode-se verificar que ocorre um acréscimo na corrente que circula pelo interruptor auxiliar devido à corrente refletida do acoplamento magnético. A corrente total no interruptor deve ser inferior à corrente no indutor  $L_m$  durante esta etapa, caso contrário, o diodo  $D_o$  será bloqueado e outras etapas de operação indesejadas irão acontecer.

A segunda etapa de operação termina quando a tensão sobre o capacitor  $C_{Sx}$  é nula, ou seja:

$$v_{C_{Sx}}(t_2) = V_{CD} \times \left\{ (1 - n) + n \times \cos[\omega_{rx} \times (t_2 - t_1)] \right\} = 0. \quad (2.14)$$

É desejável que neste mesmo instante de tempo a corrente no capacitor também seja nula. Desta forma:

$$i_{C_{Sx}}(t_2) = -i_{L_{rx}}(t_2) = -\frac{n \times V_{CD}}{Z_{rx}} \times \text{sen}[\omega_{rx} \times (t_2 - t_1)] = 0. \quad (2.15)$$

Assim sendo, resolvendo a equação (2.15), chega-se a:

$$\omega_{rx} \times (t_2 - t_1) = \pi, \quad (2.16)$$

ou

$$(t_2 - t_1) = \frac{\pi}{\omega_{rx}}. \quad (2.17)$$

Substituindo a equação (2.16) em (2.14), obtém-se:

$$V_{CD} \times \left[ (1 - n) + n \times \cos \pi \right] = 0. \quad (2.18)$$

E resolvendo a equação (2.18), chega-se a:

$$n = \frac{1}{2}. \quad (2.19)$$

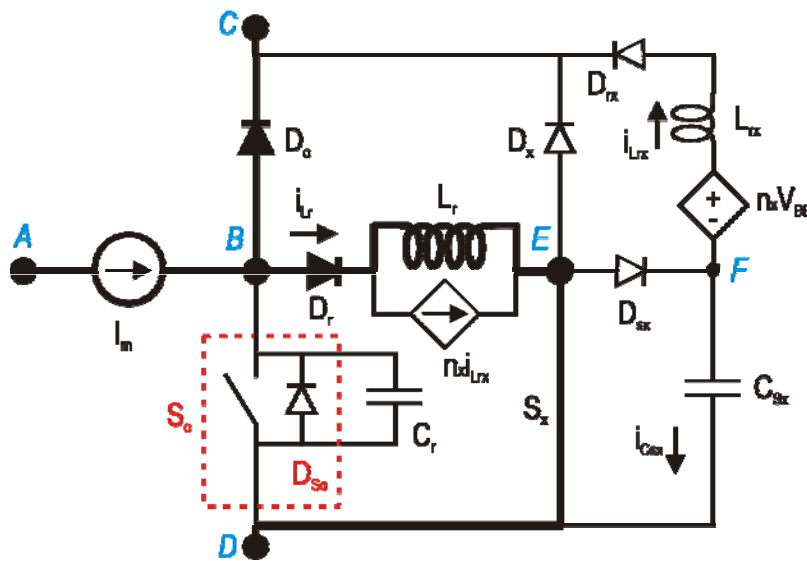
A equação (2.19) nos fornece a condição necessária para que ambas, a tensão e a corrente no capacitor  $C_{sx}$ , sejam nulas ao final da segunda etapa de operação.

A partir das equações (2.13) e (2.16), pode-se calcular a corrente no interruptor auxiliar ao final desta etapa:

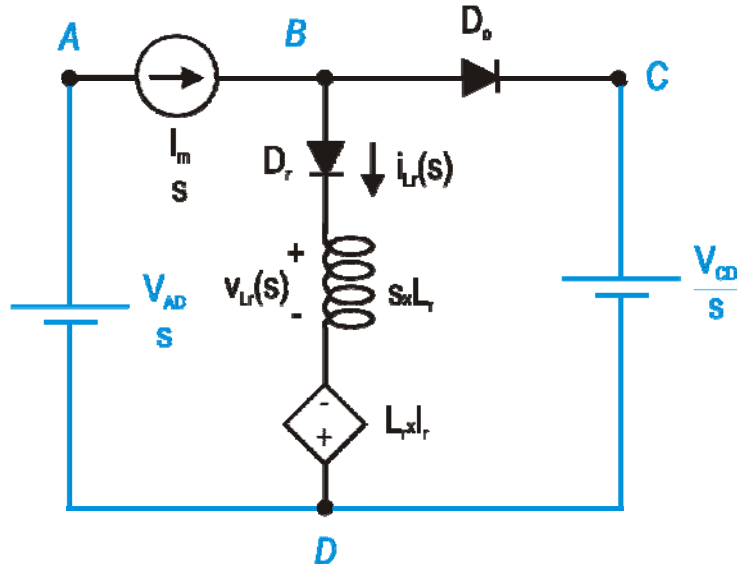
$$i_{S_x}(t_2) = I_r = \frac{\pi \times V_{CD}}{\omega_{rx} \times L_r}. \quad (2.20)$$

### C. Terceira Etapa de Operação $[t_2, t_3]$

Terminada a etapa de ressonância entre  $C_{sx}$  e  $L_{rx}$ , a corrente no indutor  $L_r$  continua a crescer linearmente até atingir o valor da corrente no indutor  $L_m$ . A Figura 2.8 apresenta o diagrama esquemático desta etapa e seu circuito equivalente no domínio “s” é mostrado na Figura 2.9.



**Figura 2.8 – Terceira Etapa de Operação  $[t_2, t_3]$ .**



**Figura 2.9 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Terceira Etapa de Operação.**

Observando o circuito da Figura 2.9 podem-se escrever as seguintes equações:

$$v_{L_r}(s) = L_r \times i_r + \frac{V_{CD}}{s} \quad (2.21)$$

e

$$i_{L_r}(s) = \frac{v_{L_r}(s)}{s \times L_r} = \frac{i_r}{s} + \frac{V_{CD}}{s^2 \times L_r}. \quad (2.22)$$

Resolvendo a equação (2.22) obtém-se:

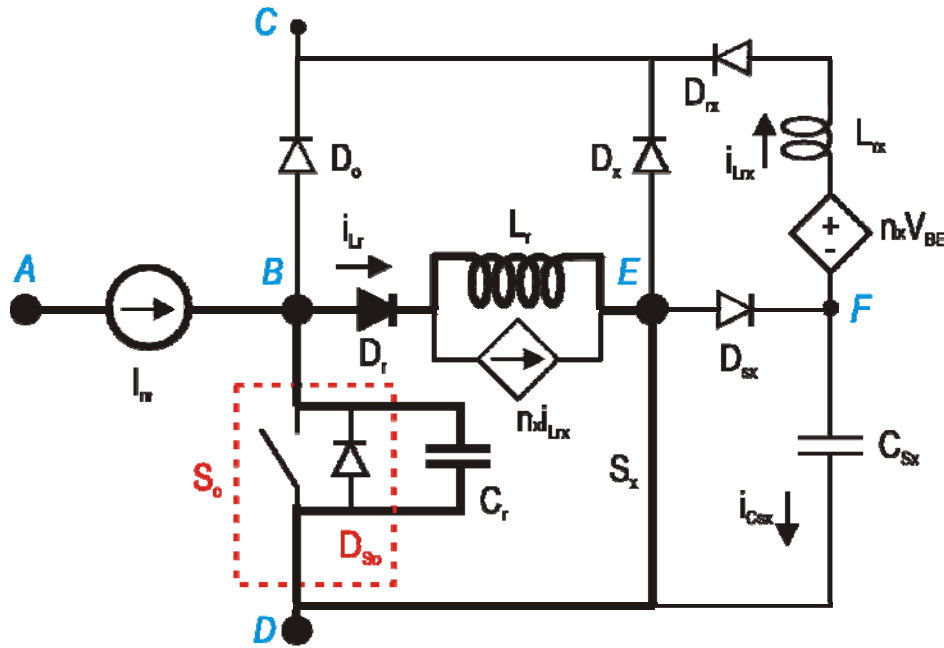
$$i_{L_r}(t) = i_r + \frac{V_{CD}}{L_r} \times (t - t_2). \quad (2.23)$$

Ao final desta etapa, a corrente no indutor ressonante ( $L_r$ ) será:

$$i_{L_r}(t_3) = i_r + \frac{V_{CD}}{L_r} \times (t_3 - t_2) = I_m. \quad (2.24)$$

#### D. Quarta Etapa de Operação [ $t_3$ , $t_4$ ]

No instante de tempo  $t_3$ , o diodo  $D_o$  é bloqueado e inicia-se a ressonância entre o indutor ( $L_r$ ) e o capacitor ressonante ( $C_r$ ), como mostra o diagrama esquemático da Figura 2.10.



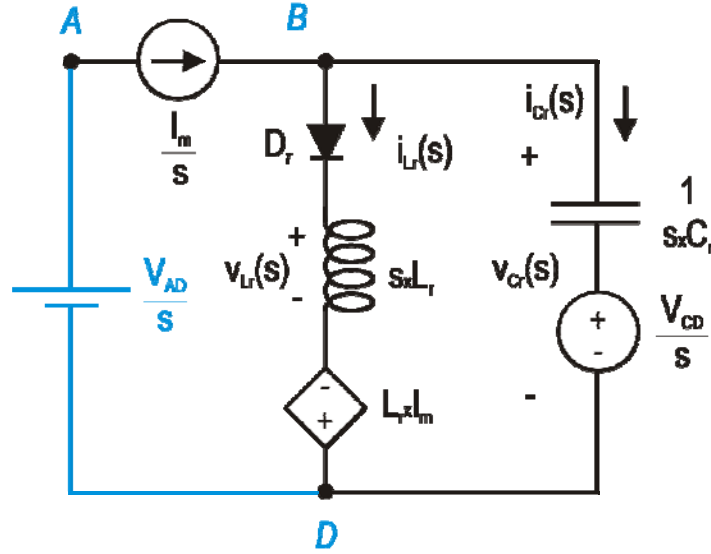
**Figura 2.10 – Quarta Etapa de Operação [ $t_3$ ,  $t_4$ ].**

O circuito equivalente no domínio “s” desta etapa é apresentado na Figura 2.11. Observando o circuito e aplicando a Lei de Kirchhoff ao nó “B”, obtém-se a seguinte equação:

$$s \times C_r \times \left[ v_{C_r}(s) - \frac{V_{CD}}{s} \right] + \frac{v_{L_r}(s)}{s \times L_r} - \frac{I_m}{s} = 0, \quad (2.25)$$

onde

$$v_{L_r}(s) = v_{C_r}(s) + L_r \times I_m. \quad (2.26)$$



**Figura 2.11 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Quarta Etapa de Operação.**

Resolvendo a equação (2.25), obtém-se:

$$v_{C_r}(t) = V_{CD} \times \cos[\omega_r \times (t - t_3)], \quad (2.27)$$

onde

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \times C_r}}. \quad (2.28)$$

Sabendo que:

$$i_{L_r}(s) = \frac{v_{L_r}(s)}{s \times L_r} \quad (2.29)$$

e utilizando a equação (2.26) pode-se escrever:

$$i_{L_r}(s) = \frac{v_{C_r}(s) + L_r \times I_m}{s \times L_r}. \quad (2.30)$$

Resolvendo a equação (2.30) chega-se a:

$$i_{L_r}(t) = I_m + \frac{V_{CD}}{Z_r} \times \text{sen}[\omega_r \times (t - t_3)], \quad (2.31)$$

onde

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}. \quad (2.32)$$

Esta etapa termina quando a tensão sobre o capacitor ressonante ( $C_r$ ) é zero, ou seja:

$$v_{C_r}(t_4) = V_{CD} \times \cos[\omega_r \times (t_4 - t_3)] = 0, \quad (2.33)$$

desta forma:

$$\omega_r \times (t_4 - t_3) = \frac{\pi}{2} \quad (2.34)$$

ou

$$(t_4 - t_3) = \frac{\pi}{2 \times \omega_r}. \quad (2.35)$$

Neste instante, a corrente no indutor ressonante é dada por:

$$i_{L_r}(t_4) = I_m + \frac{V_{CD}}{Z_r} = I_{ro}. \quad (2.36)$$

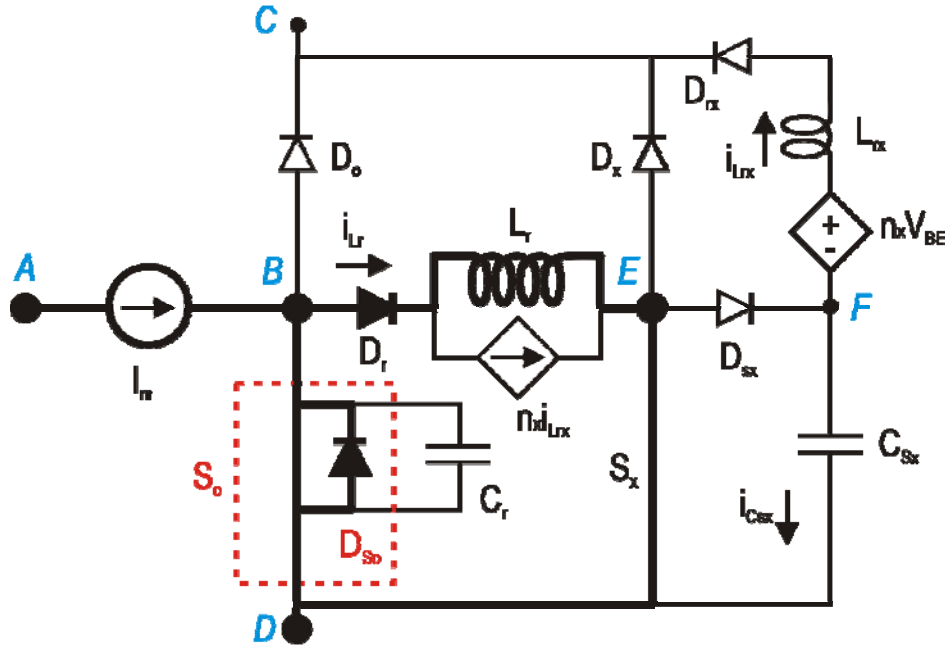
#### E. Quinta Etapa de Operação [ $t_4$ , $t_5$ ]

Quando a tensão sobre o capacitor  $C_r$  se anula o diodo  $D_{S_0}$  entra em condução mantendo o indutor  $L_r$  em roda livre. Neste instante, o interruptor principal ( $S_0$ ) pode ser ligado sob tensão nula, como mostra a Figura 2.12. Durante esta etapa, a corrente no indutor ressonante permanece constante e igual a  $I_{ro}$ , cujo valor é dado pela equação (2.36).

#### F. Sexta Etapa de Operação [ $t_5$ , $t_6$ ]

Nesta etapa ocorre a entrada em condução do interruptor principal ( $S_0$ ) e o bloqueio do interruptor auxiliar ( $S_x$ ), como mostra a Figura 2.13. A presença do capacitor  $C_{S_x}$  garante um bloqueio em zero de tensão para  $S_x$ , enquanto a corrente em  $S_0$  começa a mudar de direção.





**Figura 2.12 – Quinta Etapa de Operação  $[t_4, t_5]$ .**

O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Figura 2.14. A partir dele, é possível escrever as seguintes equações:

$$v_{L_r}(s) = L_r \times I_{ro} - v_{C_{Sx}}(s); \quad (2.37)$$

$$-i_{L_r}(s) + i_{C_{Sx}}(s) = 0 \quad (2.38)$$

e

$$\left[ \frac{v_{C_{Sx}}(s) - L_r \times I_{ro}}{s \times L_r} \right] + s \times C_{Sx} \times v_{C_{Sx}}(s) = 0. \quad (2.39)$$

Resolvendo a equação (2.39), obtém-se:

$$v_{C_{Sx}}(t) = (Z_{rx,off} \times I_{ro}) \times \text{sen}[\omega_{rx,off} \times (t - t_5)], \quad (2.40)$$

onde

$$\omega_{rx,off} = \frac{1}{\sqrt{L_r \times C_{Sx}}} \quad (2.41)$$

e

$$Z_{rx,off} = \sqrt{\frac{L_r}{C_{Sx}}}. \quad (2.42)$$

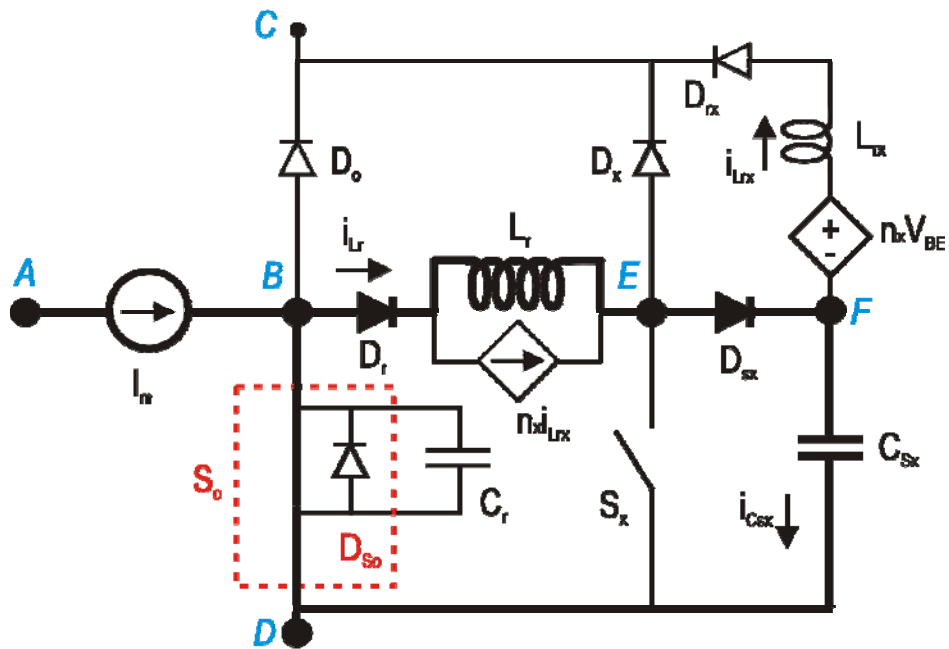


Figura 2.13 – Sexta Etapa de Operação  $[t_5, t_6]$ .

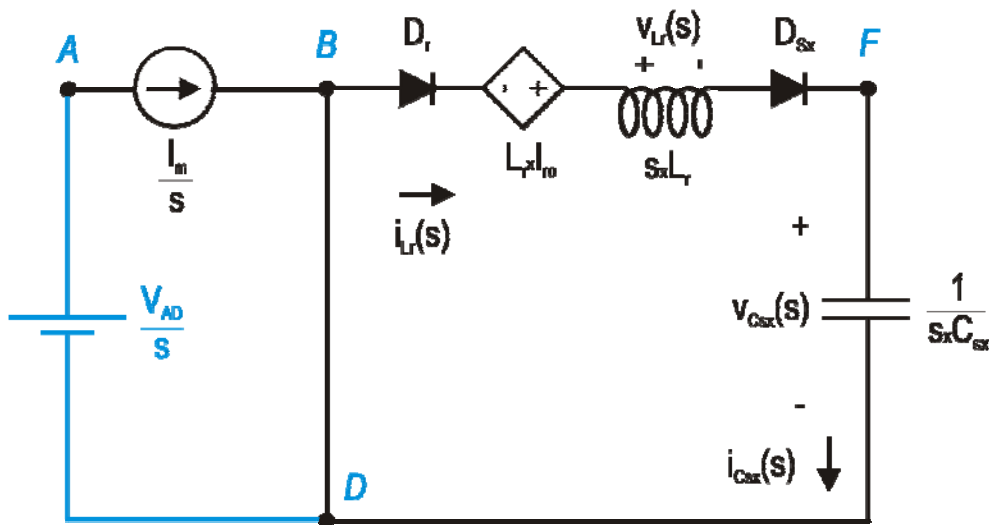


Figura 2.14 – Circuito Equivalente da Sexta Etapa de Operação.

Sabendo que:

$$i_{L_r}(s) = \frac{v_{L_r}(s)}{s \times L_r} \quad (2.43)$$

e utilizando a equação (2.37) pode-se escrever:

$$i_{L_r}(s) = \frac{L_r \times I_{ro} - V_{C_{Sx}}(s)}{s \times L_r}. \quad (2.44)$$

Resolvendo a equação (2.44) obtém-se:

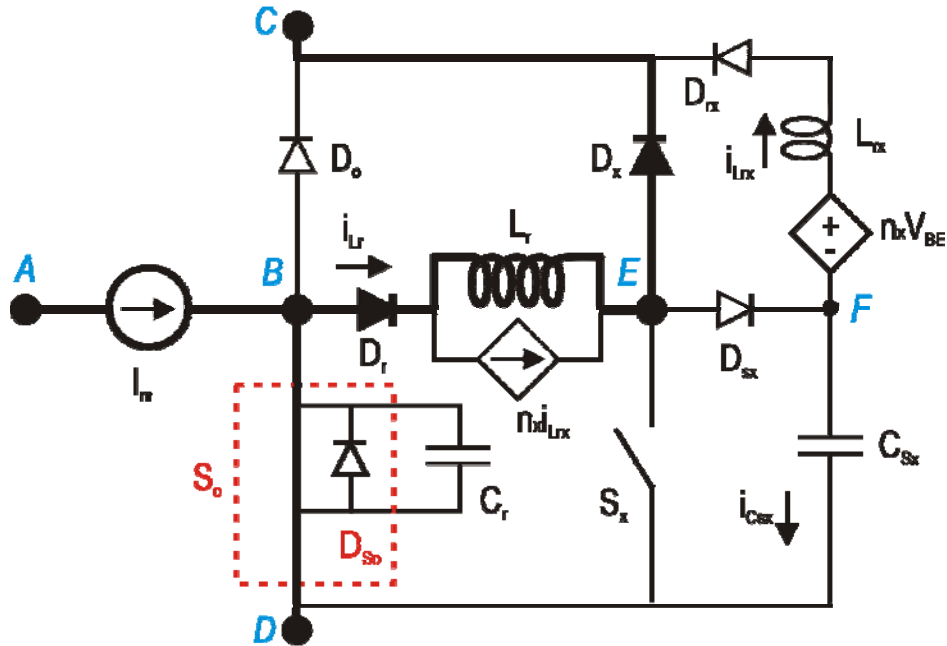
$$i_{L_r}(t) = I_{ro} \times \cos[\omega_{rx,off} \times (t - t_5)]. \quad (2.45)$$

Esta etapa termina quando a tensão sobre o capacitor  $C_{Sx}$  atinge seu valor máximo ( $V_{CD}$ ). Neste instante, a corrente no indutor ressonante é dada por:

$$i_{L_r}(t_6) = I_{ro} \times \cos\left[\arcsen\left(\frac{V_{CD}}{Z_{rx,off} \times I_{ro}}\right)\right] = I_{rf}. \quad (2.46)$$

### G. Sétima Etapa de Operação [ $t_6, t_7$ ]

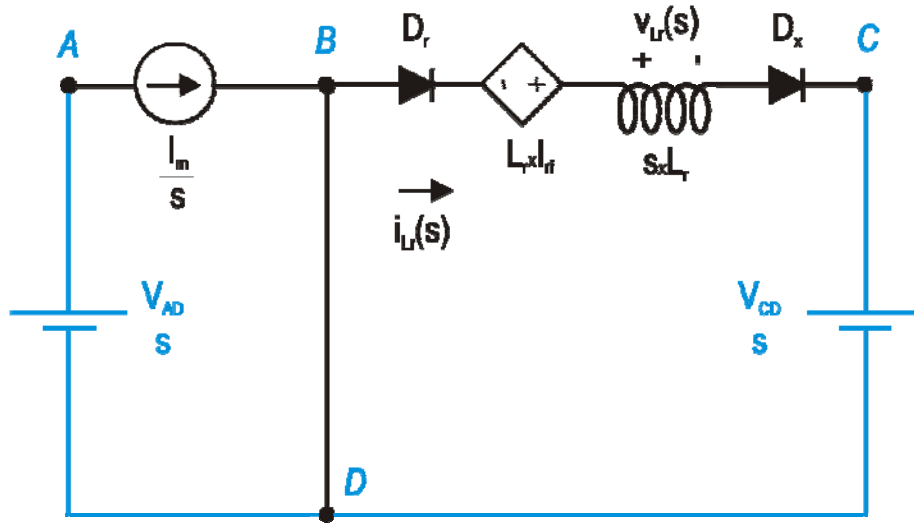
No instante de tempo  $t_6$  a tensão sobre o capacitor  $C_{Sx}$  atinge o valor da tensão  $V_{CD}$  e o diodo auxiliar  $D_x$  entra em condução, grampeando a tensão sobre o capacitor, como mostra a Figura 2.15. A corrente no indutor  $L_r$  decresce linearmente até que o interruptor principal assuma toda a corrente do indutor  $L_m$ .



**Figura 2.15 – Sétima Etapa de Operação [ $t_6, t_7$ ].**

A Figura 2.16 apresenta o circuito equivalente no domínio “s” desta etapa. Analisando o circuito, pode-se escrever a seguinte equação:

$$i_{L_r}(s) = \frac{\left( L_r \times I_{rf} - \frac{V_{CD}}{s} \right)}{s \times L_r}. \quad (2.47)$$



**Figura 2.16 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Sétima Etapa de Operação.**

Resolvendo a equação (2.47), obtém-se:

$$i_{L_r}(t) = I_{rf} - \frac{V_{CD}}{L_r} \times (t - t_6). \quad (2.48)$$

Ao final desta etapa, a corrente no indutor ressonante é nula, ou seja:

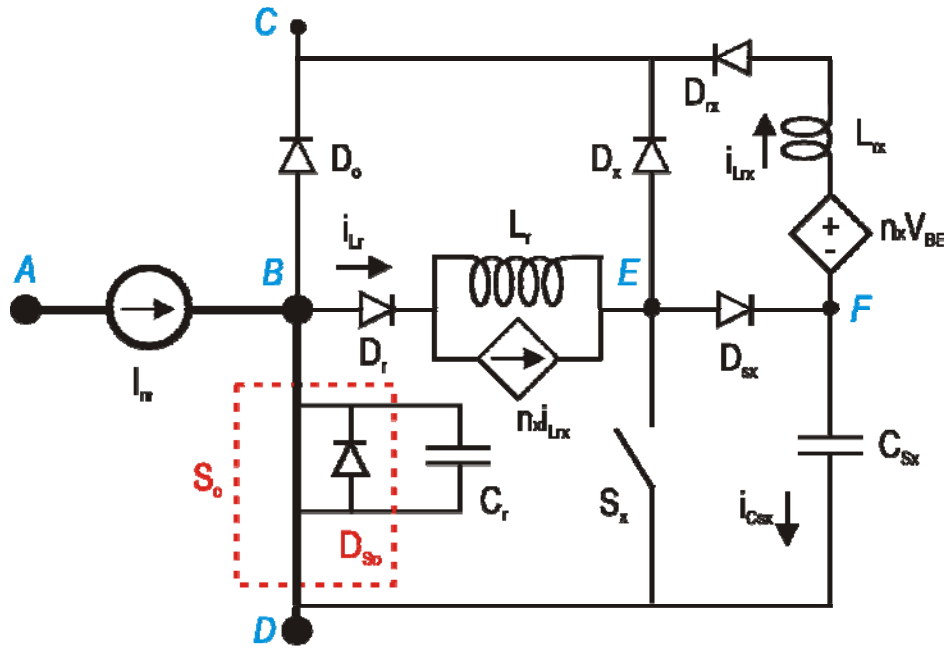
$$i_{L_r}(t_7) = 0. \quad (2.49)$$

Desta forma:

$$(t_7 - t_6) = \frac{L_r \times I_{rf}}{V_{CD}}. \quad (2.50)$$

### H. Oitava Etapa de Operação [ $t_7$ , $t_8$ ]

A partir do instante de tempo  $t_7$ , ocorre a etapa clássica de carga do indutor principal dos conversores CC, conforme mostrado no diagrama esquemático da Figura 2.17.



**Figura 2.17 – Oitava Etapa de Operação [ $t_7$ ,  $t_8$ ].**

### I. Nona Etapa de Operação [ $t_8$ , $t_9$ ]

No início desta etapa, o interruptor principal ( $S_o$ ) é bloqueado, como mostra a Figura 2.18. A presença do capacitor  $C_r$  garante um bloqueio em zero de tensão a  $S_o$  e sua tensão cresce linearmente até atingir o valor da tensão  $V_{CD}$ . Neste instante, o diodo  $D_0$  entra em condução, iniciando um novo ciclo de comutação.



Ao final desta etapa, a tensão sobre o capacitor ressonante ( $C_r$ ) é:

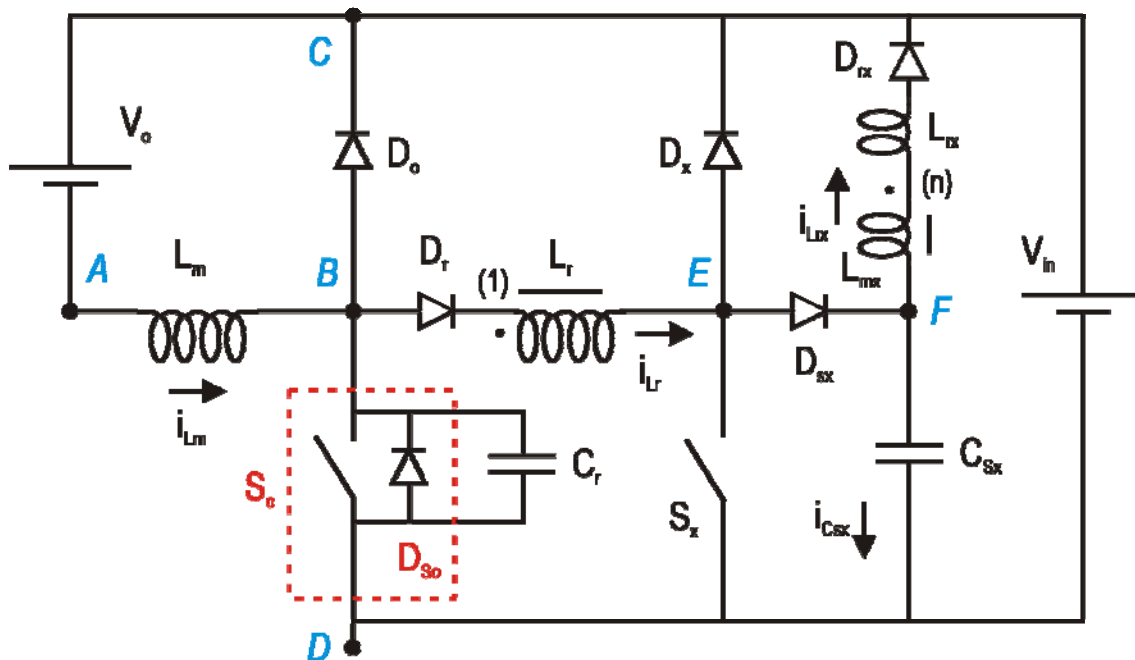
$$v_{C_r}(t_9) = V_{CD}, \quad (2.53)$$

logo:

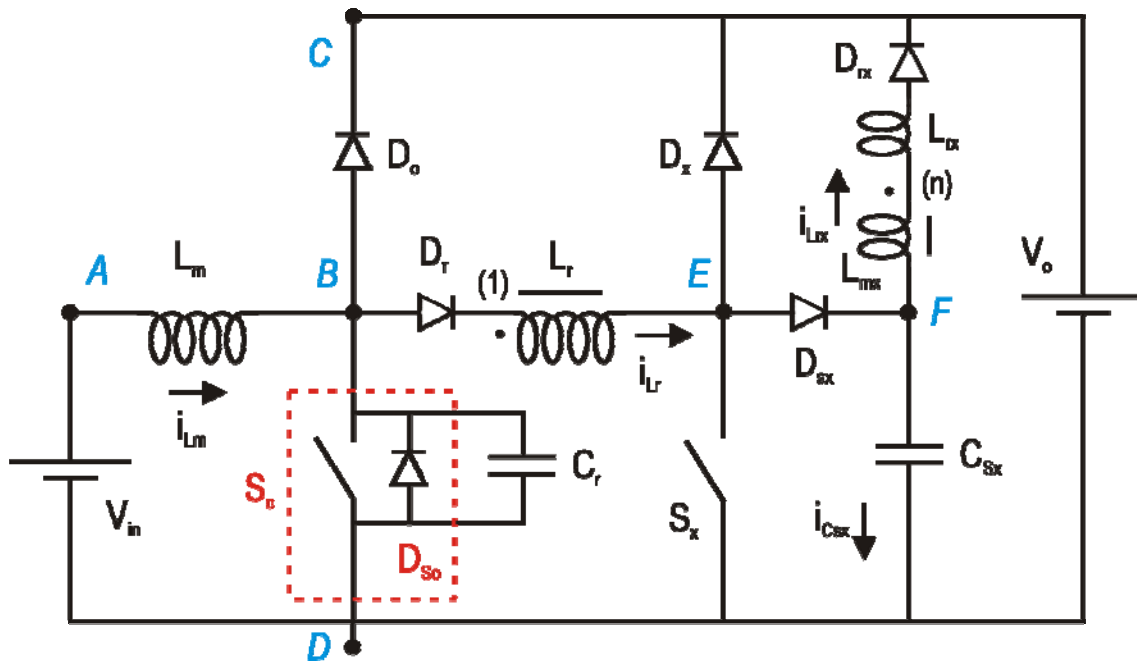
$$(t_9 - t_8) = \frac{V_{CD} \times C_r}{I_m}. \quad (2.54)$$

## 2.2. Aplicação da Célula de Comutação Proposta à Família de Conversores CC Não Isolados

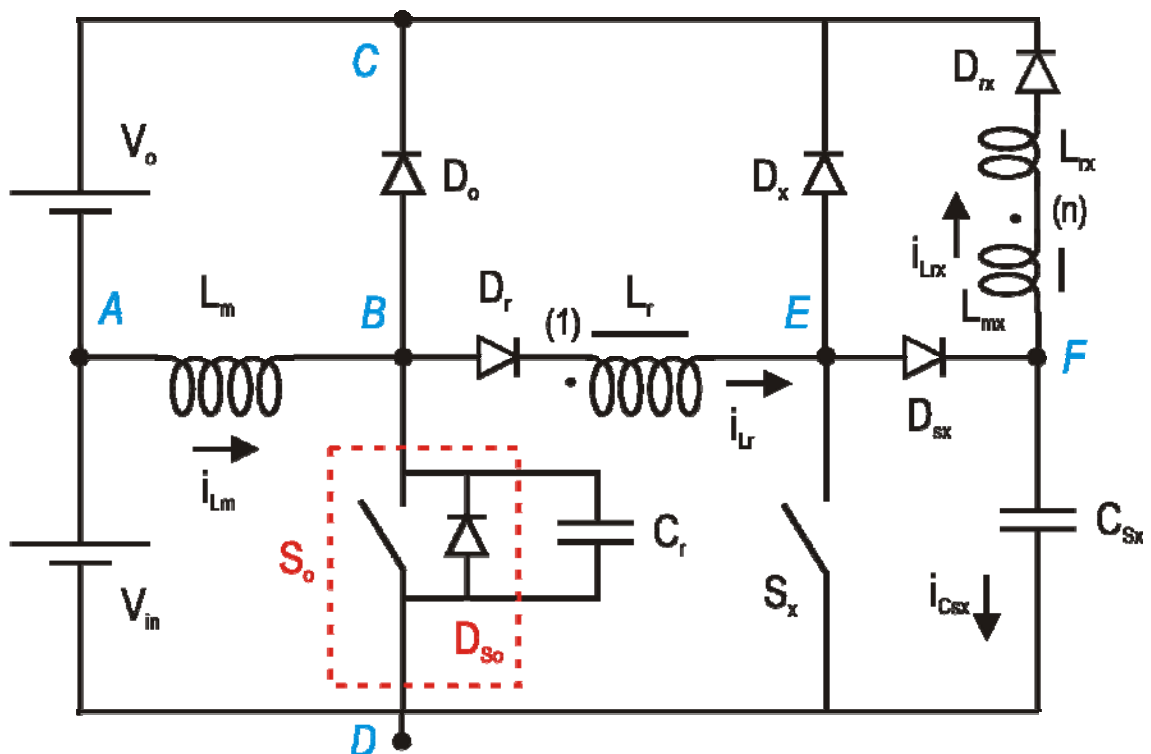
A célula de comutação magneticamente acoplada apresentada na Figura 2.2 pode ser aplicada a qualquer um dos seis conversores CC-CC não isolados apresentados no anexo A. Para tal, basta conectarmos os nós A, B, C e D da célula proposta aos seus respectivos nós, mostrados nos diagramas das Figuras A.1 a A.6. As topologias obtidas para cada conversor com fonte auxiliar magneticamente acoplada são apresentadas nas Figuras 2.20 a 2.25.



**Figura 2.20 – Conversor Buck com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**

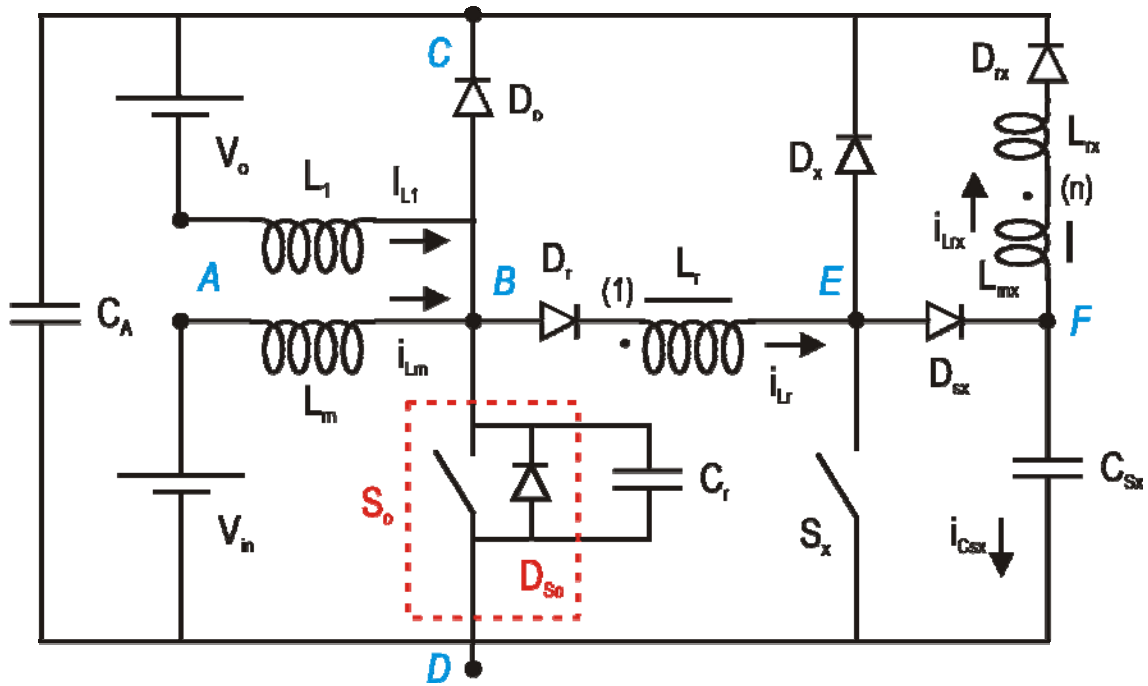


**Figura 2.21 – Conversor *Boost* com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**

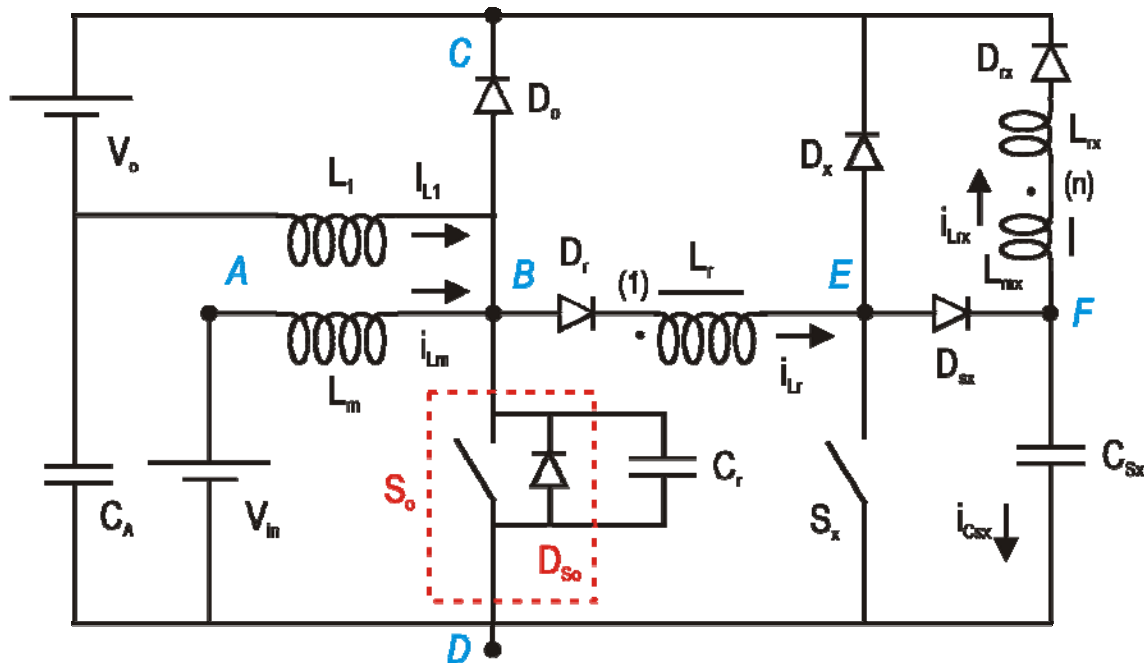


**Figura 2.22 – Conversor *Buck-Boost* com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**

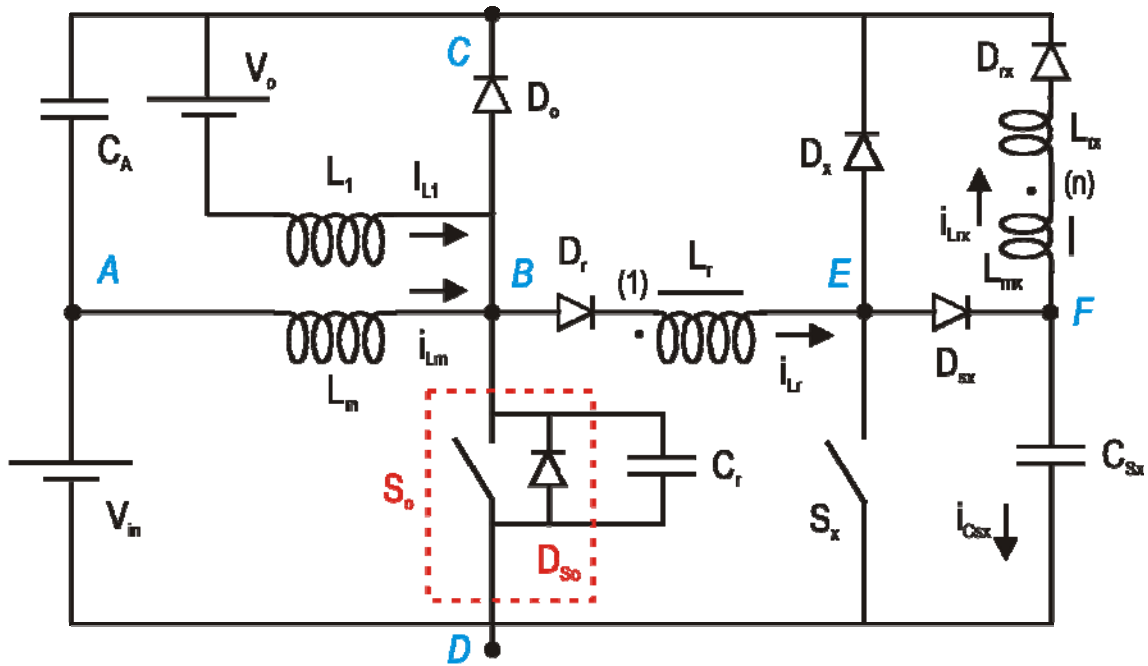




**Figura 2.23 – Conversor Ćuk com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**



**Figura 2.24 – Conversor Sepic com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**



**Figura 2.25 – Conversor Zeta com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**

### 2.3. Equações de Projeto do Conversor Proposto

Os elementos do conversor proposto podem ser facilmente dimensionados a partir das equações de projeto apresentadas a seguir. A filosofia de projeto apresentada busca a minimização das perdas no diodo de saída ( $D_o$ ), o impedimento de novas etapas de operação mais complexas e a preservação das características *PWM* do conversor.

#### 2.3.1. Recuperação Reversa do Diodo de Saída ( $D_o$ )

Ao final da terceira etapa de operação, ocorre o bloqueio do diodo de saída ( $D_o$ ). Durante este processo, o indutor ressonante ( $L_r$ ) é quem controla a taxa de decrescimento da corrente no diodo que, por sua vez, define a perda de recuperação reversa de  $D_o$ .

Analisando o circuito da Figura 2.8, obtém-se a corrente no diodo de saída:

$$i_{D_o}(t) = I_m - i_{L_r}(t). \quad (2.55)$$

Substituindo a equação (2.23) na equação (2.55), obtém-se:

$$i_{D_o}(t) = I_m - I_r - \frac{V_{CD}}{L_r} \times (t - t_2), \quad (2.56)$$

e derivando a equação (2.56), chega-se a:

$$\frac{di_{D_o}(t)}{dt} = -\frac{V_{CD}}{L_r}. \quad (2.57)$$

Observando a equação (2.57) pode-se verificar que  $L_r$  controla a taxa de decrescimento de corrente em  $D_o$ . Assim sendo, seu valor deve ser calculado de forma a manter a taxa de decrescimento em níveis tais que a perda de recuperação reversa do diodo seja aceitável.

### 2.3.2. Preservação das Características *PWM* do Conversor

A energia armazenada no indutor ressonante ( $L_r$ ) é enviada para a entrada e/ou saída do conversor de duas formas:

- uma parcela desta energia é transferida diretamente para a entrada e/ou saída através do diodo  $D_x$  durante a sétima etapa de operação;
- a outra parcela, é transferida para o capacitor  $C_{sx}$  durante a sexta etapa de operação e, posteriormente, enviada de forma ressonante para a entrada e/ou saída do conversor durante a segunda etapa.

Caso não haja controle sobre a quantidade de energia enviada para a carga através do indutor  $L_r$ , pode-se vir a perder a característica *PWM* do conversor, o que afetaria tanto o projeto de seus elementos quanto o de seu circuito de controle. Assim sendo, faz-se necessário definir limites para a energia armazenada no indutor  $L_r$  e depois enviada para a carga.

A energia total armazenada no indutor ressonante é dada por:

$$W_{L_r} = \frac{1}{2} \times L_r \times I_{r0}^2, \quad (2.58)$$

onde  $I_{r0}$  é o valor máximo de corrente que circula pelo indutor  $L_r$ , obtido através da equação (2.36).

Assim sendo, a parcela de potência transferida para a carga devido ao indutor ressonante é dada por:

$$P_{L_r} = \frac{1}{2} \times f_s \times L_r \times \left( I_m + \frac{V_{CD}}{Z_r} \right)^2, \quad (2.59)$$

onde  $Z_r$  é dado pela equação (2.32).

Definindo a constante  $k_p$  como:

$$k_p = \frac{P_{L_r}}{P_o} \quad (2.60)$$

e lembrando que:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o}, \quad (2.61)$$

chega-se a:

$$k_p = \frac{1}{2} \times f_s \times L_r \times R_o \times \left( \frac{I_m}{V_o} + \frac{V_{CD}}{V_o \times Z_r} \right)^2. \quad (2.62)$$

Para que as características *PWM* do conversor sejam mantidas, é necessário que a parcela de energia transferida para a carga pelo indutor ressonante seja muito inferior à potência nominal do conversor. Assim sendo, deve-se trabalhar com valores de  $k_p$  inferiores a 0,1 (10%  $P_{nom}$ ).

Cada um dos conversores CC-CC básicos apresenta valores diferentes de  $V_{CD}$  e  $I_m$ , conforme mostrado na Tabela 2.1. Assim sendo, a equação (2.62) também assumirá formas diferentes para cada conversor, como mostra o desenvolvimento e as equações a seguir. A equação final de  $k_p$  obtida para cada conversor durante o desenvolvimento matemático, também é mostrada na Tabela 2.1.

**Tabela 2.1 – Equação de  $k_P$  para os conversores CC-CC básicos**

Conversor	$V_{CD}$	$I_m$	$k_P$
<i>Buck</i>	$V_{in}$	$I_o$	$k_P = \left( \frac{f_s \times L_r}{2 \times R_o} \right) \times \left( \frac{R_o}{m \times Z_r} + 1 \right)^2$
<i>Boost</i>	$V_o$	$I_{in}$	$k_P = \left( \frac{f_s \times L_r}{2 \times R_o} \right) \times \left( \frac{R_o}{Z_r} + m \right)^2$
<i>Buck-Boost</i> Ćuk Sepic Zeta	$V_{in} + V_o$	$I_{in} + I_o$	$k_P = \left( \frac{f_s \times L_r}{2 \times R_o} \right) \times \left[ \frac{(1+m) \times R_o}{m \times Z_r} + (1+m) \right]^2$

### A. Conversor *Buck*

Substituindo os valores de  $V_{CD}$  e  $I_m$  apresentados na Tabela 2.1 na equação (2.62), obtém-se:

$$k_P = \frac{1}{2} \times f_s \times L_r \times R_o \times \left( \frac{I_o}{V_o} + \frac{V_{in}}{V_o \times Z_r} \right)^2. \quad (2.63)$$

Lembrando que:

$$V_o = R_o \times I_o, \quad (2.64)$$

definindo o ganho estático do conversor ( $m$ ):

$$m = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} \quad (2.65)$$

e substituindo (2.64) e (2.65) em (2.63), chega-se a:

$$k_P = \left( \frac{f_s \times L_r}{2 \times R_o} \right) \times \left( \frac{R_o}{m \times Z_r} + 1 \right)^2. \quad (2.66)$$

A fim de possibilitar o desenvolvimento de uma rotina de projeto mais simples e clara, a ser apresentada nas seções subseqüentes, convém que os termos da equação (2.66) sejam reagrupados conforme a equação a seguir:

$$\frac{Z_r}{R_o} = \frac{1}{m \times \left( \sqrt{\frac{2 \times k_p \times R_o}{f_s \times L_r}} - 1 \right)}. \quad (2.67)$$

## B. Conversor *Boost*

Utilizando os valores de  $V_{CD}$  e  $I_m$  apresentados na Tabela 2.1 pode-se reescrever a equação (2.62) da seguinte forma:

$$k_p = \frac{1}{2} \times f_s \times L_r \times R_o \times \left( \frac{I_{in}}{V_o} + \frac{1}{Z_r} \right)^2. \quad (2.68)$$

Adotando um procedimento semelhante ao descrito no item A, chega-se a:

$$k_p = \left( \frac{f_s \times L_r}{2 \times R_o} \right) \times \left( \frac{R_o}{Z_r} + m \right)^2 \quad (2.69)$$

e

$$\frac{Z_r}{R_o} = \frac{1}{\left( \sqrt{\frac{2 \times k_p \times R_o}{f_s \times L_r}} - m \right)}. \quad (2.70)$$

## C. Conversores *Buck-Boost*, *Ćuk*, *Sepic* e *Zeta*

Mais uma vez, substituindo os valores de  $V_{CD}$  e  $I_m$  apresentados na Tabela 2.1 na equação (2.62), obtém-se:

$$k_p = \frac{1}{2} \times f_s \times L_r \times R_o \times \left( \frac{(I_{in} + I_o)}{V_o} + \frac{(V_{in} + V_o)}{V_o \times Z_r} \right)^2. \quad (2.71)$$

Substituindo as equações (2.64) e (2.65) na equação (2.71), chega-se a:

$$k_p = \left( \frac{f_s \times L_r}{2 \times R_o} \right) \times \left[ \frac{(1+m) \times R_o}{m \times Z_r} + (1+m) \right]^2 \quad (2.72)$$

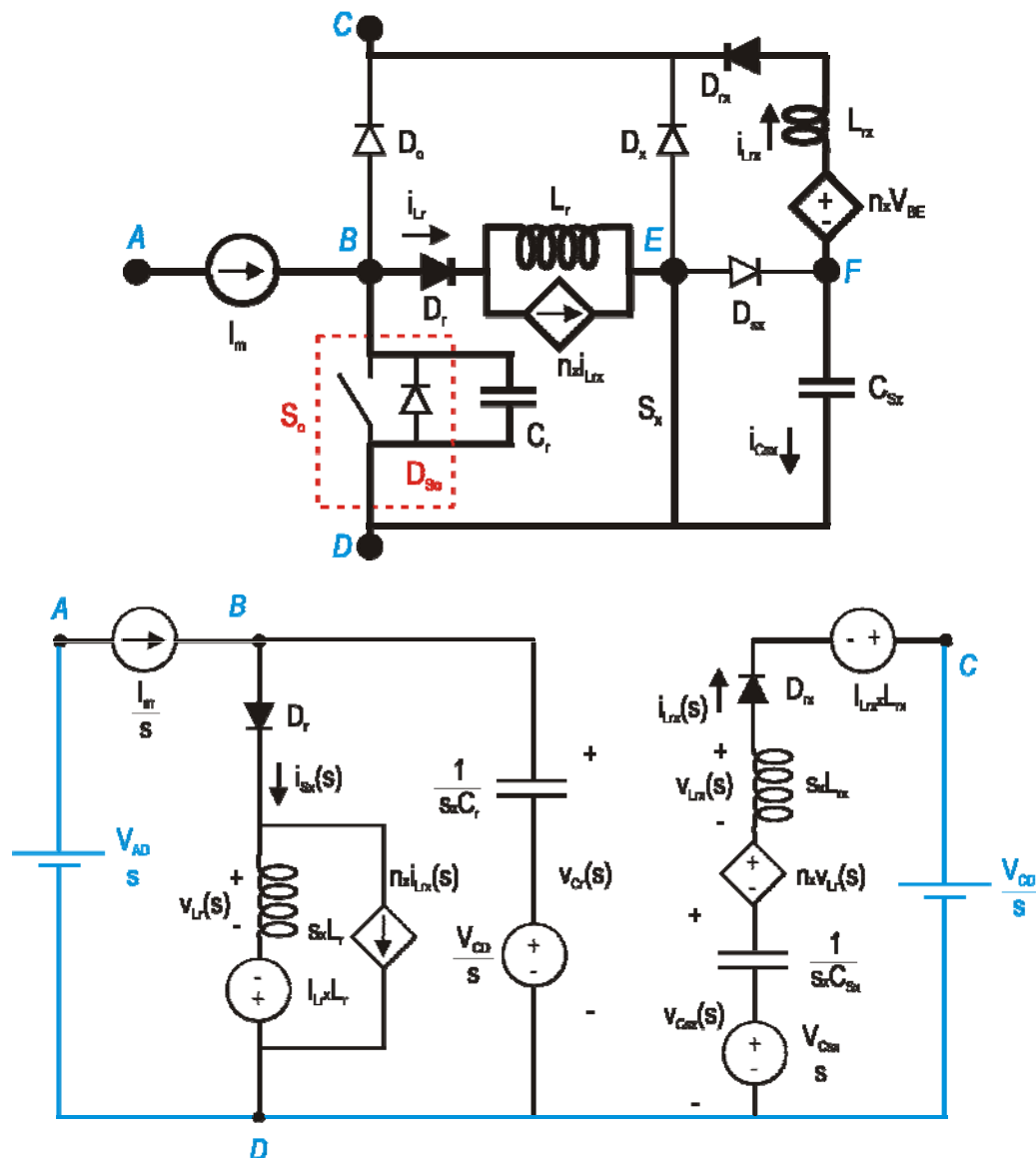
e

$$\frac{Z_r}{R_o} = \frac{(1+m)}{m \times \left[ \sqrt{\frac{2 \times k_p \times R_o}{f_s \times L_r}} - (1+m) \right]}. \quad (2.73)$$

### 2.3.3. Ocorrência de Novas Etapas de Operação

Durante a segunda etapa de operação, a corrente que circula através do indutor ressonante é formada por duas parcelas: uma linear e outra ressonante. A primeira parcela (linear) é devida à tensão constante à qual está submetido o indutor. A segunda parcela, por sua vez, é devida à corrente ressonante de descarga de  $C_{Sx}$  refletida no lado primário do acoplamento magnético.

Caso, durante esta etapa, a corrente no indutor ultrapasse o valor da fonte de corrente  $I_m$ , o diodo  $D_o$  será bloqueado e outras etapas de operação irão ocorrer antes daquela apresentada e descrita como terceira etapa. Uma vez que o diodo  $D_o$  apresenta-se bloqueado, como mostra o circuito da Figura 2.26, o grampeamento da tensão no indutor  $L_r$  deixará de existir e haverá ressonância cruzada entre os indutores  $L_r$  e  $L_{rx}$  e os capacitores  $C_r$  e  $C_{Sx}$ , aumentando em muito o nível de complexidade das equações que descrevem o comportamento das tensões e correntes nos elementos do conversor.



**Figura 2.26 – Etapa de Ressonância Cruzada e seu Circuito Equivalente no Domínio “s”.**

Desta forma, optou-se por limitar o valor máximo de corrente no indutor ressonante ( $L_r$ ) durante a segunda etapa de operação, evitando assim a etapa adicional de ressonância cruzada. A seguir é apresentada a metodologia e as equações que garantem que, durante esta etapa, a corrente em  $L_r$  não ultrapassará o valor de  $I_m$ .



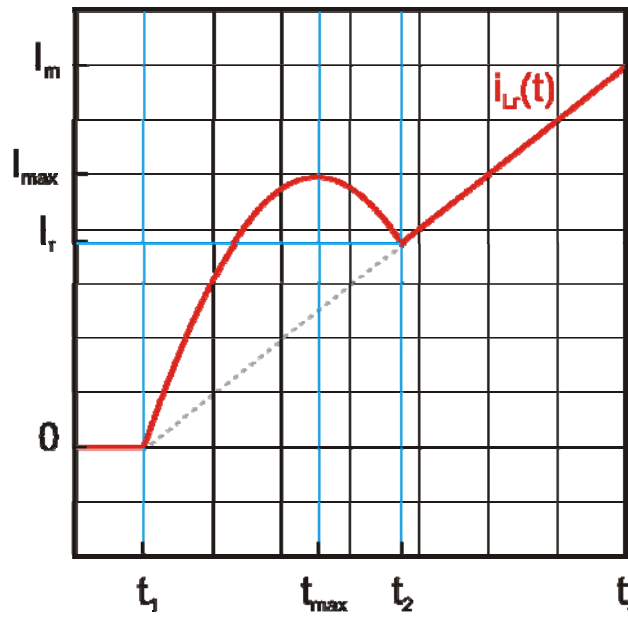
A corrente total que circula pelo indutor ressonante durante a segunda e a terceira etapas de operação, podem ser obtidas a partir das equações (2.13) e (2.23), ou seja:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{CD}}{L_r} \times (t - t_1) + \frac{n^2 \times V_{CD}}{Z_{rx}} \times \text{sen}[\omega_{rx} \times (t - t_1)], \text{ para } t_1 \leq t \leq t_2 \quad (2.74)$$

e

$$i_{L_r}(t) = I_r + \frac{V_{CD}}{L_r} \times (t - t_2), \text{ para } t_2 \leq t \leq t_3, \quad (2.75)$$

onde  $\omega_{rx}$ ,  $Z_{rx}$  e  $I_r$  são dados pelas equações (2.9), (2.10) e (2.20) respectivamente. A Figura 2.27 apresenta a forma de onda da corrente em  $L_r$  durante estas duas etapas.



**Figura 2.27 – Forma de Onda da Corrente no Indutor Ressonante Durante a Segunda e a Terceira Etapas de Operação.**

O instante de tempo em que ocorre o valor máximo da corrente no indutor na segunda etapa ( $t_{max}$ ) pode ser obtido derivando-se a equação (2.74) e igualando-a a zero; desta forma:

$$t_{max} = \frac{1}{\omega_{rx}} \times \arccos\left[\frac{-Z_{rx}}{n^2 \times L_r \times \omega_{rx}}\right] + t_1. \quad (2.76)$$

Sabendo que:

$$\frac{Z_{rx}}{\omega_{rx}} = L_{rx}, \quad (2.77)$$

e

$$\omega_{rx} = \frac{\pi}{(t_2 - t_1)}, \quad (2.78)$$

obtém-se:

$$(t_{\max} - t_1) = \frac{(t_2 - t_1)}{\pi} \times \arccos \left[ \frac{-L_{rx}}{n^2 \times L_r} \right]. \quad (2.79)$$

Neste instante, a corrente no indutor será:

$$i_{L_r}(t_{\max}) = I_{\max} = \frac{V_{CD} \times (t_2 - t_1)}{\pi \times L_r} \times \arccos \left( \frac{-L_{rx}}{n^2 \times L_r} \right) + \frac{n^2 \times V_{CD}}{Z_{rx}} \times \sin \left[ \arccos \left( \frac{-L_{rx}}{n^2 \times L_r} \right) \right]. \quad (2.80)$$

Dividindo a equação (2.80) por  $I_m$ , lembrando que:

$$(t_3 - t_1) = \frac{L_r \times I_m}{V_{CD}} \quad (2.81)$$

e utilizando as equações (2.77) e (2.78), obtém-se

$$\frac{I_{\max}}{I_m} = \frac{(t_2 - t_1)}{\pi \times (t_3 - t_1)} \times \arccos \left( \frac{-L_{rx}}{n^2 \times L_r} \right) + \frac{(t_2 - t_1) \times n^2 \times L_r}{\pi \times (t_3 - t_1) \times L_{rx}} \times \sin \left[ \arccos \left( \frac{-L_{rx}}{n^2 \times L_r} \right) \right]. \quad (2.82)$$

Definindo as constantes  $k_T$  e  $k_L$  como sendo:

$$k_T = \frac{(t_2 - t_1)}{(t_3 - t_1)} \quad (2.83)$$

e

$$k_L = \frac{L_{rx}}{n^2 \times L_r}, \quad (2.84)$$

e utilizando a equação (2.82), chega-se a

$$\frac{I_{\max}}{I_m} = \frac{k_T}{\pi} \times \arccos(-k_L) + \frac{k_T}{\pi \times k_L} \times \sin \left[ \arccos(-k_L) \right]. \quad (2.85)$$

Observando a equação (2.84) pode-se notar que a constante  $k_L$  é dada pela relação entre a indutância  $L_{rx}$  refletida no lado primário do acoplamento magnético e a indutância ressonante ( $L_r$ ). A fim de obter uma estrutura mais compacta, é possível utilizar a própria dispersão do acoplamento magnético como  $L_{rx}$ , eliminando a necessidade de inclusão de mais um núcleo magnético na estrutura do conversor. Neste caso, a constante  $k_L$  representa a própria dispersão percentual do acoplamento, em geral, inferior a 5%.

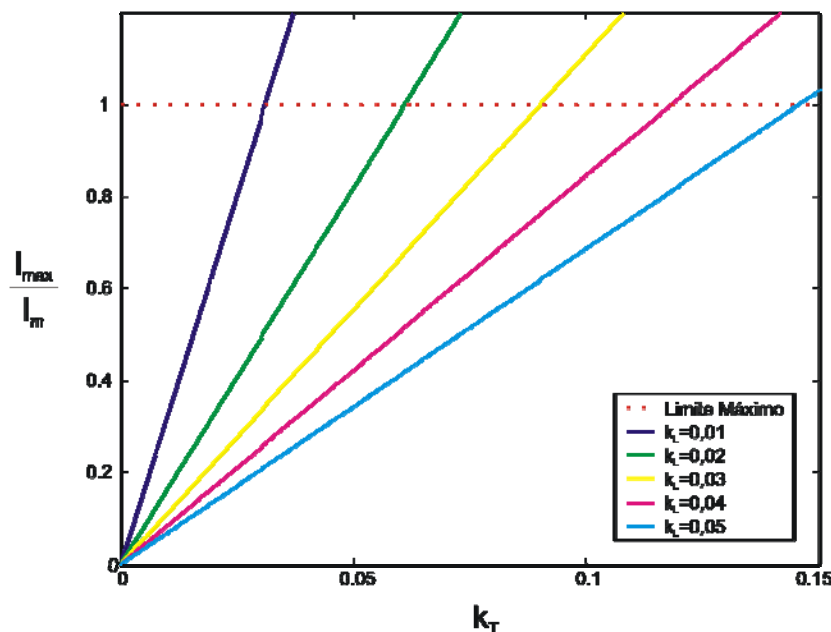
A partir da equação (2.85), é possível construir o gráfico da corrente máxima normalizada no indutor  $L_r$  em função das constantes  $k_T$  e  $k_L$ , mostrado na Figura 2.28. Como dito anteriormente, para que a etapa de ressonância cruzada não ocorra, é necessário que o valor máximo de corrente no indutor ressonante durante a segunda etapa seja inferior a  $I_m$ , ou seja:

$$\frac{I_{\max}}{I_m} \leq 1. \quad (2.86)$$

Desta forma, uma vez estimada a dispersão percentual do acoplamento ( $k_L$ ), deve-se utilizar o gráfico da Figura 2.28 para escolher um valor de  $k_T$  tal que se trabalhe abaixo da linha pontilhada representada no gráfico.

A partir do valor de  $k_T$  escolhido, utilizam-se as equações (2.9), (2.67), (2.70) e (2.83) para obter o produto ( $L_{rx} \times C_{sx}$ ) através da equação:

$$L_{rx} \times C_{sx} = \left( \frac{k_T \times L_r \times I_m}{\pi \times V_{CD}} \right)^2. \quad (2.87)$$



**Figura 2.28 – Gráfico de Corrente Máxima Normalizada no Indutor Ressonante em Função das Constantes  $k_T$  e  $k_L$ .**

#### 2.3.4. Metodologia de Projeto

O dimensionamento dos componentes do conversor proposto pode ser realizado seguindo a metodologia de projeto obtida a partir das equações apresentadas anteriormente. A metodologia apresentada garante o correto funcionamento do conversor, proporcionando:

- Redução da perda de recuperação reversa do diodo de saída;
- Obtenção de comutação em zero de tensão durante a entrada em condução do interruptor principal;
- Obtenção de comutação em zero de corrente durante a entrada em condução do interruptor auxiliar;
- Redução da perda de comutação durante o bloqueio dos interruptores principal e auxiliar;
- Manutenção das características *PWM* do conversor, através do controle de transferência de potência adicional para a carga.

As etapas de procedimento da metodologia de projeto proposta são apresentadas a seguir:

## Primeiro Passo – Dimensionamento dos Elementos do Conversor CC-CC Básico

O dimensionamento dos elementos do conversor CC-CC básico segue a metodologia clássica de projeto apresentada na literatura [1, 2, 63].

## Segundo Passo – Definição da Relação de Espiras (n) do Acoplamento Magnético

Como dito na descrição do funcionamento do conversor durante a segunda etapa de operação, é desejável que tanto a tensão quanto a corrente no capacitor  $C_{sx}$  sejam nulas ao final da etapa de descarga ressonante do mesmo. Para que isto ocorra, é necessário que a relação de espiras do acoplamento magnético seja igual a 0,5 conforme mostram as equações (2.18) e (2.19).

## Terceiro Passo – Cálculo da Indutância Ressonante

Como descrito na seção 2.3.1, o indutor ressonante é responsável por controlar a taxa de decrescimento da corrente no diodo de saída ( $D_o$ ) que, por sua vez, define a perda de recuperação reversa do mesmo. Assim sendo, a indutância ressonante ( $L_r$ ) deve ser calculada a fim de manter a perda no diodo em níveis aceitáveis.

A partir da equação (2.57), é possível escrever:

$$L_r = -\frac{V_{CD}}{\left(\frac{di_{D_o}(t)}{dt}\right)}, \quad (2.88)$$

ou seja, uma vez definida a taxa de decrescimento de corrente no diodo, pode-se facilmente calcular o valor de  $L_r$ .

Segundo a literatura pesquisada [64], para que a perda de recuperação reversa de um diodo de silício seja aceitável, é aconselhável que a taxa de

decrescimento de corrente no mesmo durante o seu bloqueio seja inferior a 100 (A/μs).

#### Quarto Passo – Cálculo da Capacitância Ressonante

Na seção 2.3.2, foram obtidas equações que permitem controlar a parcela de potência transferida para a carga a partir do indutor ressonante. Com isso, consegue-se manter as características *PWM* do conversor.

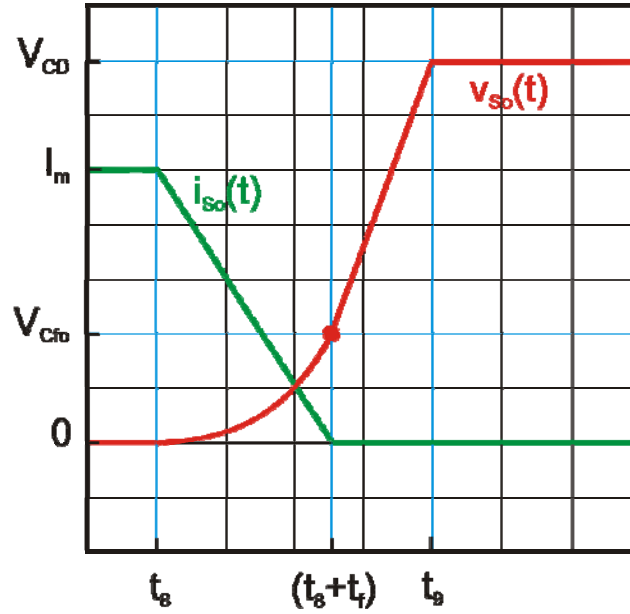
As equações (2.67), (2.70) e 2.73) apresentam as condições necessárias para controlar a potência adicional transferida para a carga para cada um dos conversores CC-CC básicos.

A partir destas equações, é arbitrado um valor de  $k_p$  e se calcula o valor da impedância ressonante da quarta etapa de operação ( $Z_r$ ) em função de alguns dados do conversor (frequência de comutação, ganho estático, resistência de saída e indutância ressonante). Como dito anteriormente, para que as características *PWM* do conversor não sejam alteradas, é importante trabalhar com valores de  $k_p$  inferiores a 10%.

Calculado o valor de  $Z_r$ , o valor da capacitância ressonante ( $C_r$ ) pode ser obtido a partir da equação (2.32):

$$C_r = \frac{L_r}{Z_r^2}. \quad (2.89)$$

Uma vez obtido o valor de  $C_r$ , é importante verificar as condições do bloqueio do interruptor principal. A Figura 2.29 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente durante o bloqueio do interruptor principal.



**Figura 2.29 – Bloqueio do Interruptor Principal**

Observando a figura, é possível obter a equação da corrente no interruptor:

$$i_{s_o}(t) = I_m - \left( \frac{I_m}{t_f} \right) \times (t - t_8). \quad (2.90)$$

Sabendo que a corrente no capacitor ressonante é:

$$i_{C_r}(t) = I_m - i_{s_o}(t) \quad (2.91)$$

e substituindo a equação (2.90) na equação (2.91), chega-se a:

$$i_{C_r}(t) = \left( \frac{I_m}{t_f} \right) \times (t - t_8). \quad (2.92)$$

Dado que:

$$v_{C_r}(t) = \frac{1}{C_r} \times \int i_{C_r}(t) \times dt, \quad (2.93)$$

e utilizando a equação (2.92), obtém-se:

$$v_{C_r}(t) = \left( \frac{I_m}{2 \times C_r \times t_f} \right) \times (t - t_8)^2. \quad (2.94)$$

Desta forma:

$$V_{Cfo} = v_{C_r} (t_8 + t_f) = \frac{I_m \times t_f}{2 \times C_r}. \quad (2.95)$$

Para que a perda de comutação durante o bloqueio do interruptor principal seja aceitável, o valor de  $V_{Cfo}$  deve ser pequeno. É comum utilizar-se como valor limite  $V_{Cfo} \leq 0,2 \times V_{CD}$ .

#### Quinto Passo – Definição da Constante $k_L$ e da Indutância de Dispersão do Acoplamento Magnético ( $L_{rx}$ )

Como dito anteriormente, uma estrutura mais compacta pode ser obtida ao utilizar-se a própria dispersão do acoplamento magnético no lugar do indutor  $L_{rx}$ . Desta forma, a constante  $k_L$ , dada pela equação (2.84), passa a representar o valor percentual da razão entre a indutância de dispersão ( $L_{rx}$ ) refletida no primário do acoplamento e a indutância ressonante ( $L_r$ ).

Na prática, é comum obter-se valores de dispersão entre 2 e 5%, portanto, o valor de  $k_L$  escolhido deve ser inferior a:

$$k_L \leq 0,05. \quad (2.96)$$

A partir do valor de  $k_L$ , pode-se obter o valor de  $L_{rx}$  utilizando a equação (2.84), ou seja:

$$L_{rx} = n^2 \times k_L \times L_r. \quad (2.97)$$

#### Sexto Passo – Cálculo da Capacitância $C_{Sx}$

Na seção 2.3.3 foi desenvolvido um método que garante a máxima corrente no indutor ressonante e, portanto, evita a ocorrência da etapa de ressonância cruzada. Para isso, é necessário definir a constante  $k_T$  utilizando o gráfico da Figura 2.28 ou a equação (2.85). É importante lembrar que se deve trabalhar na região do gráfico abaixo da linha pontilhada.



Uma vez definido o valor de  $k_T$ , a capacitância  $C_{sx}$  pode ser calculada através da equação (2.87), ou seja:

$$C_{sx} = \frac{1}{L_{rx}} \times \left( \frac{k_T \times L_r \times I_m}{\pi \times V_{CD}} \right)^2. \quad (2.98)$$

## 2.4. Exemplo de Projeto

A seguir, é apresentado o exemplo de projeto do conversor *Boost ZVT* com fonte de tensão auxiliar magneticamente acoplada a fim de ilustrar a metodologia de projeto proposta. A Tabela 2.2 apresenta as especificações de projeto utilizadas e, na seqüência, são mostrados passo a passo os cálculos realizados durante o dimensionamento e a escolha dos elementos do conversor.

**Tabela 2.2 – Especificações de Projeto para o Exemplo Apresentado**

<i>Tensão de Entrada (<math>V_{in}</math>)</i>	120 V
<i>Tensão de Saída (<math>V_o</math>)</i>	300 V
<i>Potência de Saída (<math>P_o</math>)</i>	500 W
<i>Frequência de Comutação (<math>f_s</math>)</i>	100 kHz

### A. Primeiro Passo

Utilizando o procedimento clássico de projeto e adotando os valores de ondulação de tensão e de corrente usuais encontrados na literatura [1, 2, 63], os elementos básicos do conversor CC-CC são dimensionados como segue:

- A razão cíclica do conversor *Boost* é dada por:

$$D = \frac{V_o - V_{in}}{V_o} = 0,6. \quad (2.99)$$

- Adotando uma ondulação de corrente no indutor igual a 15%, ou seja:

$$\Delta I_m = 0,15 \times I_m = 0,15 \times \frac{P_o}{V_{in}} = 0,63 \text{ A} \quad (2.100)$$

e uma ondulação de tensão de saída igual a 1%, ou seja:

$$\Delta V_o = 0,01 \times V_o = 3 \text{ V}, \quad (2.101)$$

calculam-se os valores de indutância ( $L_m$ ) e de capacitância do filtro de saída ( $C_o$ ) como segue:

$$L_m = \frac{V_{in} \times D}{f_s \times \Delta I_m} = 1,14 \text{ mH} \quad (2.102)$$

e

$$C_o = \frac{I_o \times D}{f_s \times \Delta V_o} = 3,3 \text{ } \mu\text{F}. \quad (2.103)$$

- A corrente média e a tensão reversa no diodo  $D_o$  são dadas por:

$$\overline{i_{D_o}} = I_o = \frac{P_o}{V_o} = 1,67 \text{ A} \quad (2.104)$$

e

$$V_{D_o,r} = V_o = 300 \text{ V}. \quad (2.105)$$

Baseando-se nestes valores, escolheu-se o diodo MUR850 como diodo de saída, que possui as seguintes características:

- ✓  $I_{F(AV)} = 8 \text{ A}$ , corrente média retificada;
- ✓  $V_F = 500 \text{ V}$ , máxima tensão reversa.

- O valor máximo de corrente e de tensão no interruptor principal são:

$$i_{S_o,max} = I_m + \frac{\Delta I_m}{2} = 4,52 \text{ A} \quad (2.106)$$

e

$$V_{S_o,max} = V_o = 300 \text{ V}. \quad (2.107)$$

Assim sendo, escolheu-se o MOSFET IRFP360 como interruptor principal, que possui as seguintes características:

- ✓  $I_D = 23 \text{ A}$  , corrente de dreno contínua;
  - ✓  $V_{(BR)DSS} = 400 \text{ V}$  , tensão de ruptura (breakdown) entre dreno e source;
  - ✓  $R_{DS(on)} = 0,2 \Omega$  , resistência em condução entre dreno e source;
  - ✓  $C_{oss} = 1100 \text{ pF}$  , capacitância de saída;
  - ✓  $t_f = 67 \text{ ns}$  , tempo de queda (*fall time*).
- A tensão sobre o interruptor auxiliar durante seu bloqueio é igual a 300 V. Portanto, pôde-se escolher o MOSFET IRF840 como interruptor auxiliar, que possui as seguintes características:
    - ✓  $I_D = 8 \text{ A}$  , corrente de dreno contínua;
    - ✓  $V_{(BR)DSS} = 500 \text{ V}$  , tensão de ruptura (*breakdown*) entre dreno e source;
    - ✓  $R_{DS(on)} = 1,1 \Omega$  , resistência em condução entre dreno e source;
    - ✓  $C_{oss} = 200 \text{ pF}$  , capacitância de saída;
    - ✓  $t_f = 20 \text{ ns}$  , tempo de queda (*fall time*).

## B. Segundo Passo

Através da equação (2.19):

$$n = 0,5. \quad (2.108)$$

## C. Terceiro Passo

Adotando uma taxa máxima de decrescimento de corrente no diodo  $D_o$  igual a 50 (A/μs) e lembrando que no conversor *Buck*  $V_{CD} = V_{in}$ , o valor de indutância do indutor ressonante ( $L_r$ ) pode ser obtido a partir da equação (2.88):

$$L_r = -\frac{V_{CD}}{\left(\frac{di_{D_o}(t)}{dt}\right)} = 6 \mu H. \quad (2.109)$$

#### D. Quarto Passo

Escolhendo um valor de  $k_P$  igual a 10%, a partir da equação (2.67) obtém-se:

$$Z_r = \frac{R_o}{\left(\sqrt{\frac{2 \times k_P \times R_o}{f_s \times L_r}} - m\right)} = 51,5 \Omega. \quad (2.110)$$

Utilizando a equação (2.89), calcula-se:

$$C_r = \frac{L_r}{Z_r^2} = 3,8 \text{ nF}. \quad (2.111)$$

Sabendo que o interruptor principal (IRFP360) possui um valor de  $t_f$  igual a 67 ns e usando a equação (2.95) obtém-se:

$$V_{Cfo} = \frac{I_m \times t_f}{2 \times C_r} = 42,3 \text{ V}, \quad (2.112)$$

que está abaixo do limite máximo estipulado  $V_{Cfo} \leq 0,2 \times V_o = 60 \text{ V}$ .

#### E. Quinto Passo

A própria indutância de dispersão do acoplamento magnético será usada no lugar de  $L_{rx}$ , desta forma, adotando um  $k_L$  igual a 5% e utilizando a equação (2.97), obtém-se:

$$L_{rx} = n^2 \times k_L \times L = 0,13 \mu H. \quad (2.113)$$

#### F. Sexto Passo

Uma vez definido o valor de  $k_L = 0,05$ , utiliza-se o gráfico da Figura 2.28 para obter:

$$k_T = 0,14. \quad (2.114)$$

Com o valor de  $k_T$  obtido, utiliza-se a equação (2.98) para calcular:

$$C_{Sx} = \frac{1}{L_{rx}} \times \left( \frac{k_T \times L_r \times I_o}{\pi \times V_{in}} \right)^2 = 330 \text{ pF}. \quad (2.115)$$

A Tabela 2.3 apresenta de forma resumida o valor e modelo dos elementos do conversor *Boost* projetado.

## **2.5. Conclusão**

Neste capítulo, foi apresentado um estudo dos conversores ZVT com fonte de tensão auxiliar chaveada magneticamente acoplada. A partir de um circuito equivalente generalizado, as etapas de operação foram descritas, e foram obtidas as principais equações matemáticas que descrevem o comportamento do conversor proposto. O circuito generalizado foi então aplicado à família de conversores CC-CC básicos. Foram obtidas equações de projeto que garantem uma comutação suave para o diodo  $D_o$ , para o interruptor  $S_o$  e para o interruptor  $S_x$ . Finalizando o capítulo, foi apresentado um exemplo de projeto que ilustra claramente a metodologia de projeto proposta. No próximo capítulo, será apresentado o estudo dos conversores ZVT com fonte auxiliar CC magneticamente acoplada.

**Tabela 2.3 – Valores e Modelos dos Elementos do Conversor *Boost* Projetado no Exemplo.**

INTERRUPTORES	
<i>Interruptor Principal (<math>S_o</math>)</i>	IRFP360
<i>Interruptor Auxiliar (<math>S_x</math>)</i>	IRF840
DIODOS	
<i>Diodo de Saída (<math>D_o</math>)</i> <i>Diodo Serie Ressonante (<math>D_r</math>)</i> <i>Diodo Auxiliar de Grampeamento (<math>D_x</math>)</i> <i>Diodo Auxiliar do Snubber (<math>D_{Sx}</math>)</i> <i>Diodo de Ressonância Auxiliar (<math>D_{rx}</math>)</i>	MUR850
INDUTÂNCIAS	
<i>Indutor Boost (<math>L_m</math>)</i>	1,14 mH
<i>Indutor Ressonante (<math>L_r</math>)</i>	6 $\mu$ H
<i>Indutor Ressonante Auxiliar (<math>L_{rx}</math>)</i>	125 nH
<i>Relação de Espiras do Indutor Acoplado (<math>n</math>)</i>	0,5
CAPACITÂNCIAS	
<i>Capacitor do Filtro de Saída (<math>C_o</math>)</i>	3,3 $\mu$ F
<i>Capacitor Ressonante (<math>C_r</math>)</i>	3,8 nF
<i>Capacitor Ressonante Auxiliar (<math>C_{Sx}</math>)</i>	330 pF

## CAPÍTULO 3

---

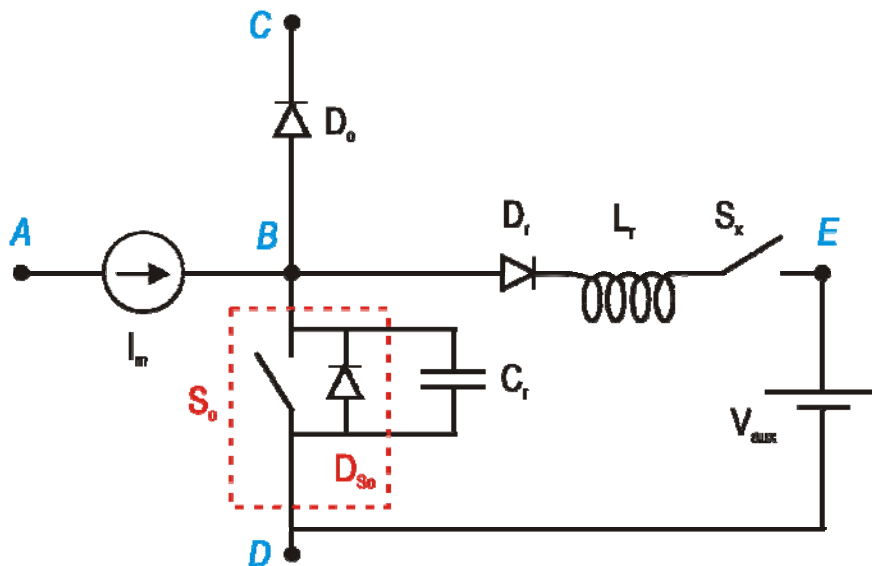
### Acoplamento Magnético Aplicado a Conversores *ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar CC

---





A principal característica dos conversores ZVT com fonte de tensão auxiliar CC é a presença da fonte de tensão auxiliar ( $V_{aux}$ ) em série com o indutor ressonante e o interruptor auxiliar formando o ramo série-ressonante, como mostra a Figura 3.1. Nesta classe de conversores, a fonte auxiliar participa do processo ressonante responsável pela descarga da capacitância intrínseca do interruptor principal da estrutura, podendo ser implementada utilizando uma das fontes de tensão já presentes no conversor ou até mesmo uma fonte de tensão externa, dando origem a diversas soluções que vêm sendo propostas na literatura nos últimos anos [47-49].



**Figura 3.1 – Célula de Comutação Generalizada dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC.**

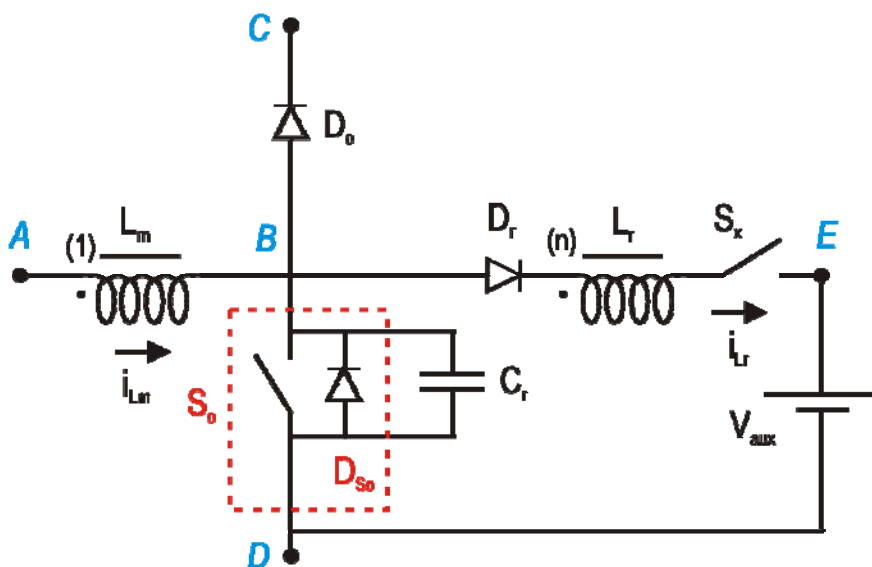
Neste capítulo propõe-se realizar um acoplamento magnético entre o indutor principal do conversor básico CC (*Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Ćuk*, *Sepic* ou *Zeta*) e o indutor ressonante a fim de melhorar algumas características dos conversores ZVT com fonte de tensão auxiliar CC.

A seguir, é realizado um estudo generalizado do conversor proposto, onde são apresentadas suas etapas de operação e suas equações de funcionamento. A aplicação da célula generalizada aos conversores CC-CC básicos e as possíveis realizações para obter a fonte de tensão auxiliar são analisadas em

seguida. Logo após, são mostradas as equações e metodologia de projeto que permitem obter de forma simples os elementos do conversor e, por fim, são apresentados exemplos de projeto e resultados de simulação para alguns conversores CC-CC não isolados.

### 3.1. Estudo do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada

A estrutura proposta neste capítulo apresenta o indutor principal do conversor CC magneticamente acoplado ao indutor ressonante da célula ZVT, como mostra o circuito da Figura 3.2. O acoplamento magnético possui uma relação de espiras igual a 1:n, onde o valor de n é dado por  $n = N_r/N_m$ . Com isto, pretende-se obter a melhoria de algumas características do conversor que serão mais bem detalhadas posteriormente.



**Figura 3.2 – Célula de Comutação dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada.**

O funcionamento da estrutura proposta é bastante simples: o interruptor auxiliar ( $S_x$ ) é ligado momentos antes do interruptor principal ( $S_o$ ) ser ligado. Desta forma, a corrente no indutor ressonante ( $L_r$ ) cresce linearmente até atingir o valor da corrente no indutor  $L_m$ , levando o diodo  $D_o$  ao bloqueio. A partir daí,

ocorre a ressonância entre o capacitor  $C_r$  e o indutor  $L_r$  e a tensão no capacitor decresce até atingir zero. Nesse instante, o diodo  $D_{S_0}$  (em geral o próprio diodo intrínseco do dispositivo semiconductor) entra em condução, fazendo com que a tensão sobre o interruptor seja nula e o mesmo possa ser ligado sem perdas de comutação. A corrente no indutor ressonante ( $L_r$ ) passa então a decrescer linearmente devido à fonte auxiliar ( $V_{aux}$ ). Quando a corrente no indutor chega a zero e tenta crescer negativamente, o diodo  $D_r$  é bloqueado e o interruptor auxiliar é desligado com corrente nula. Quando  $S_0$  é comandado a desligar, o capacitor  $C_r$  faz com que a transição de tensão seja suave e a perda devida à comutação, pequena. Desta forma, pode-se dizer que o interruptor principal apresenta entrada em condução e bloqueio em zero de tensão e o interruptor auxiliar, entrada em condução e bloqueio em zero de corrente.

O fato de acoplar magneticamente o indutor principal do conversor CC ao indutor ressonante da célula *ZVT* permite estabelecer uma relação entre a relação de espiras do acoplamento e a corrente no interruptor auxiliar da nova estrutura. Desta forma, a escolha adequada da relação de espiras resulta em um valor de corrente menor no interruptor auxiliar, reduzindo suas perdas e sua temperatura de operação. Conseqüentemente, obtém-se também a redução do volume do dissipador associado ao interruptor auxiliar. Aliado a este fato, ao acoplar os indutores do conversor passou-se a utilizar um único núcleo magnético para obter tanto o indutor principal como o indutor ressonante, reduzindo a quantidade de núcleos magnéticos da estrutura, bem como o volume total do conversor. Em contrapartida, o acoplamento é responsável por aumentar a tensão sobre o interruptor auxiliar e, com isso, aumentar as perdas devidas à descarga de sua capacitância de saída (*“turn-on capacitive losses”*).

### 3.1.1. Etapas de Operação

A estrutura proposta possui seis etapas de operação descritas a seguir. O acoplamento magnético entre o indutor principal do conversor e o indutor ressonante pode ser representado através de fontes controladas de tensão e de corrente, como mostra o circuito equivalente da Figura 3.3. A Figura 3.4

apresenta as formas de onda teóricas de tensão e corrente em alguns elementos do conversor, que permitem visualizar o funcionamento das etapas de operação apresentadas.

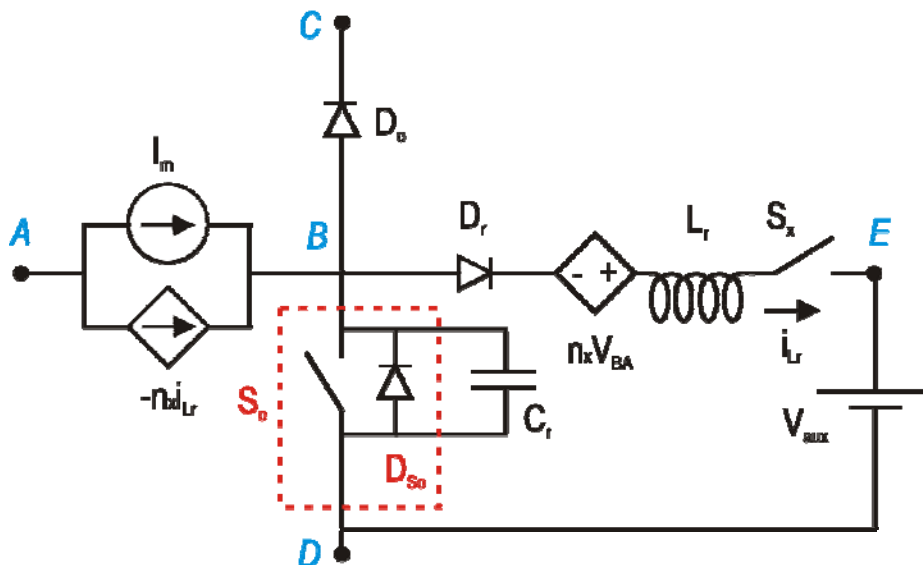


Figura 3.3 – Circuito Equivalente do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada.

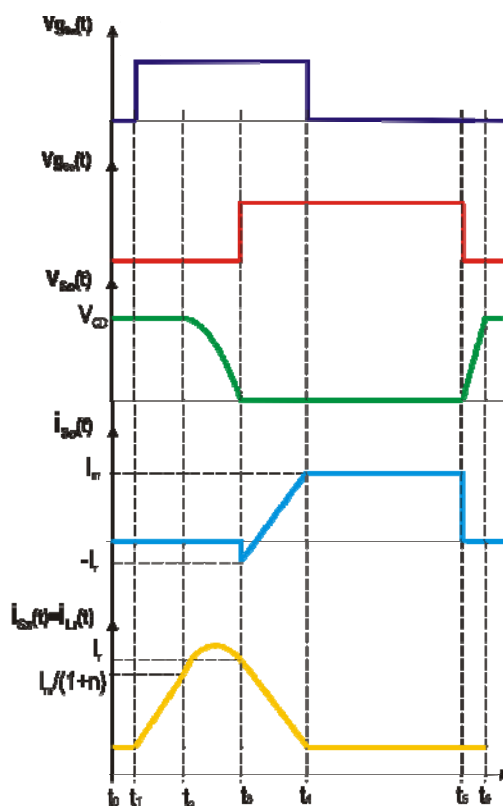
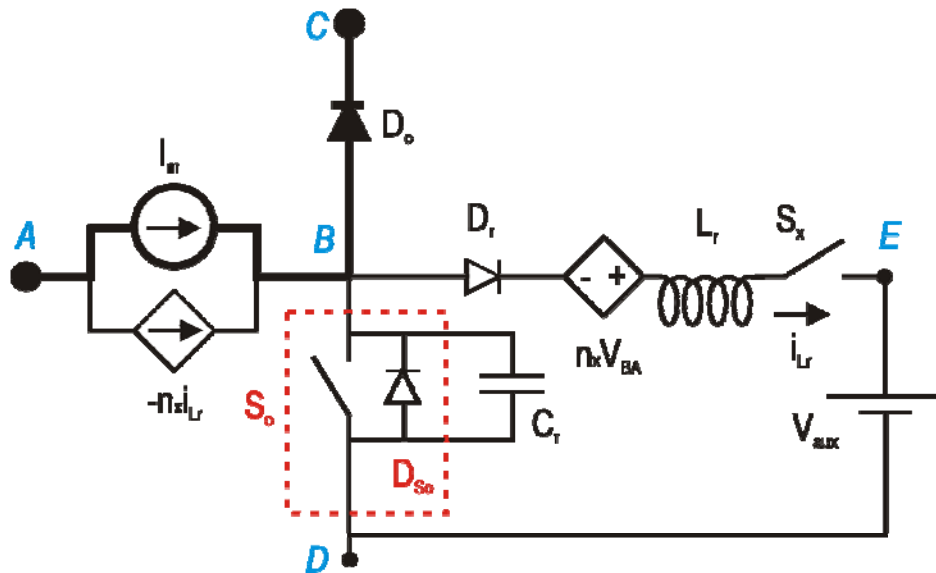


Figura 3.4 - Formas de Onda Teóricas do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada.

### A. Primeira Etapa de Operação $[t_0, t_1]$

Durante esta etapa ambos os interruptores principal ( $S_o$ ) e auxiliar ( $S_x$ ) encontram-se bloqueados e a energia é transferida para a carga através do diodo de saída ( $D_o$ ), como mostra a Figura 3.5.



**Figura 3.5 – Primeira Etapa de Operação  $[t_0, t_1]$ .**

### B. Segunda Etapa de Operação $[t_1, t_2]$

O interruptor auxiliar é ligado no instante de tempo  $t_1$ , dando início à etapa de operação representada no diagrama esquemático da Figura 3.6. A partir deste instante, a corrente no indutor ressonante começa a crescer linearmente até atingir o valor da corrente  $I_m$ .

O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.7. A partir dele podem ser obtidas as equações que definem o comportamento das tensões e correntes durante esta etapa.

Analisando o circuito da Figura 3.7, pode-se escrever a seguinte equação:

$$v_{L_r}(s) = \frac{V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}}{s}. \quad (3.1)$$

Como 
$$i_{L_r}(s) = \frac{v_{L_r}(s)}{s \times L_r}, \quad (3.2)$$

então: 
$$i_{L_r}(s) = \frac{V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}}{s^2 \times L_r}. \quad (3.3)$$

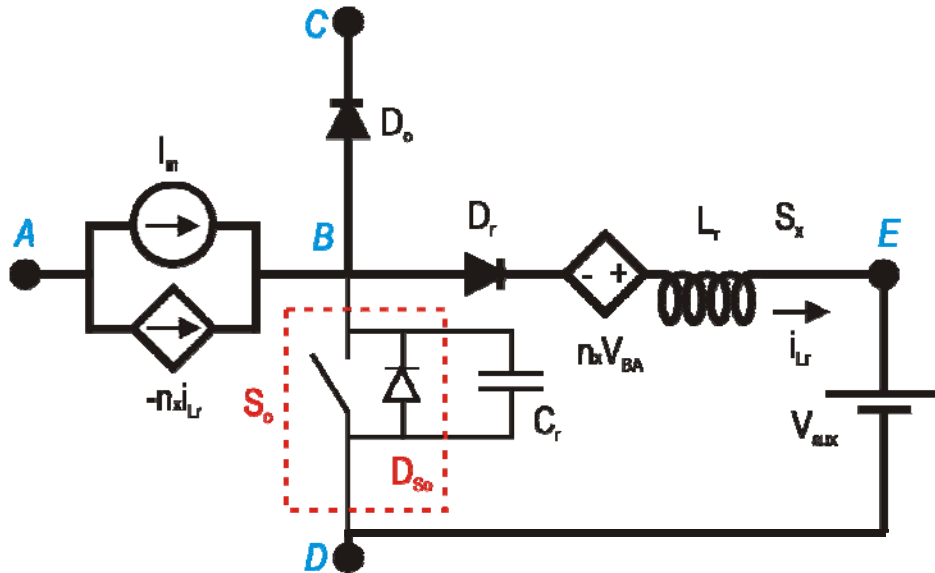


Figura 3.6 - Segunda Etapa de Operação  $[t_1, t_2]$ .

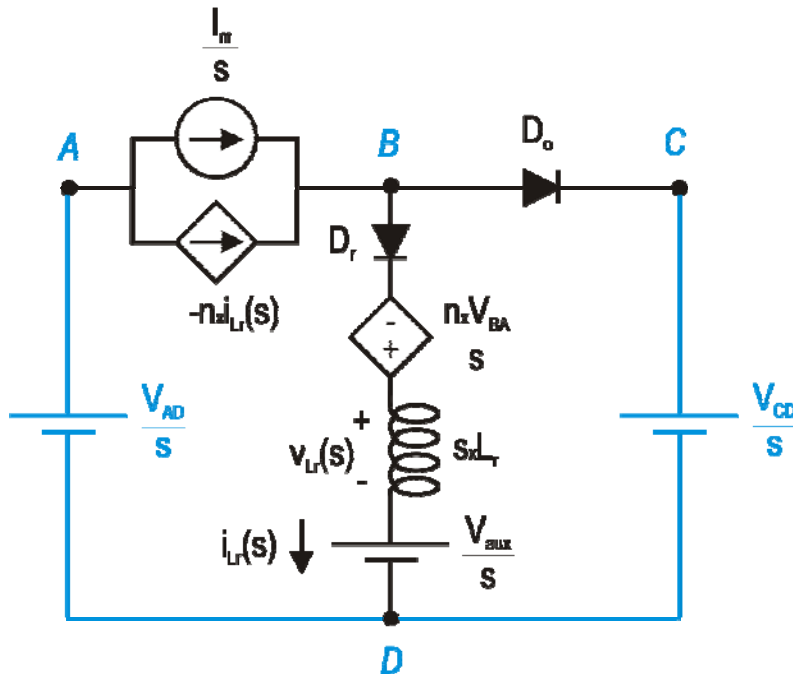


Figura 3.7 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Segunda Etapa de Operação.

Resolvendo a equação (3.3), obtém-se:

$$i_{L_r}(t) = \left( \frac{V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}}{L_r} \right) \times (t - t_1). \quad (3.4)$$

No instante de tempo  $t_2$ , o diodo de saída é bloqueado iniciando uma nova etapa de operação. Aplicando a Lei de Kirchhoff das correntes ao nó “B” e considerando que, neste instante, a corrente no diodo é nula, obtém-se:

$$i_{L_r}(t_2) = \frac{I_m}{1+n}. \quad (3.5)$$

Substituindo a equação (3.5) na equação (3.4), obtém-se:

$$(t_2 - t_1) = \frac{L_r \times I_m}{(1+n) \times (V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux})}. \quad (3.6)$$

### C. Terceira Etapa de Operação [ $t_2, t_3$ ]

Com o bloqueio do diodo de saída, tem início a ressonância entre o indutor ( $L_r$ ) e o capacitor ressonante ( $C_r$ ), como mostra o diagrama esquemático da Figura 3.8.

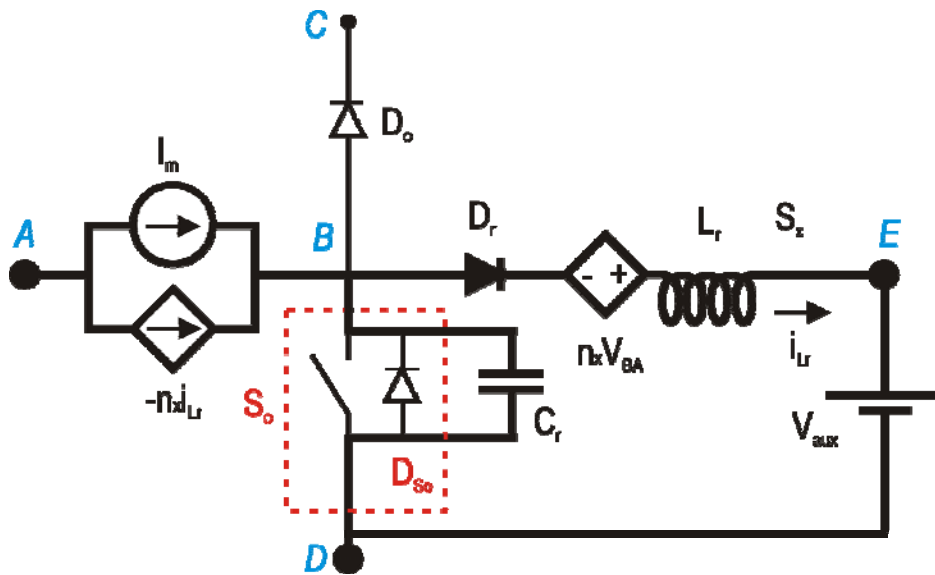
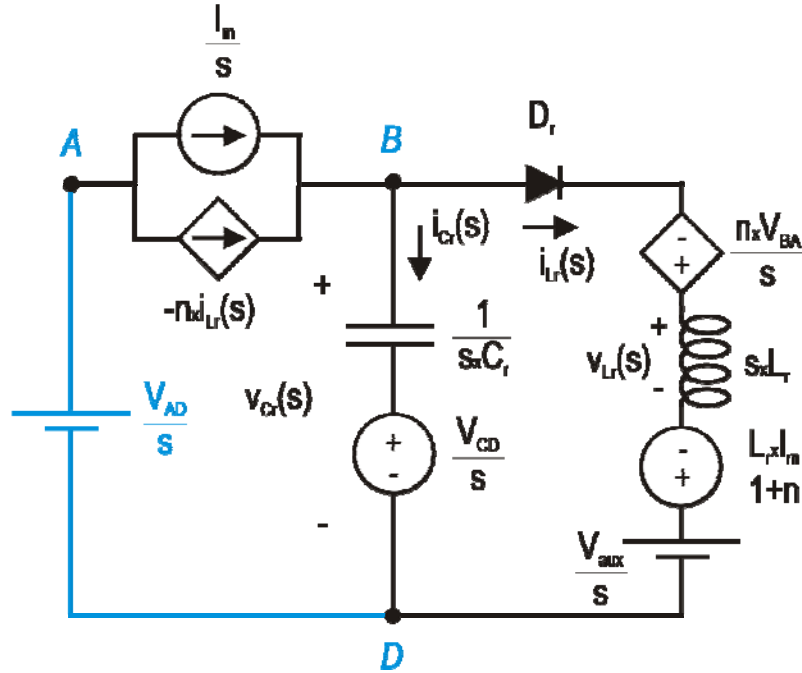


Figura 3.8 – Terceira Etapa de Operação [ $t_2, t_3$ ].

O circuito equivalente no domínio “s” desta etapa é mostrado na Figura 3.9.



**Figura 3.9 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Terceira Etapa de Operação.**

Observando o circuito e aplicando as Leis de Kirchhoff ao nó “B” e aos ramos B-D, obtêm-se as seguintes equações:

$$\frac{I_m}{s} - (1+n) \times i_{L_r}(s) - i_{C_r}(s) = 0, \quad (3.7)$$

$$i_{C_r}(s) = s \times C_r \times \left[ v_{C_r}(s) - \frac{V_{CD}}{s} \right] \quad (3.8)$$

e

$$i_{L_r}(s) = \frac{v_{C_r}(s) - \frac{V_{aux}}{s} + n \times \left[ v_{C_r}(s) - \frac{V_{DA}}{s} \right] + \frac{(L_r \times I_m)}{(1+n)}}{s \times L_r}. \quad (3.9)$$

Substituindo as equações (3.8) e (3.9) na equação (3.7), chega-se a:

$$v_{C_r}(s) = V_{CD} \times \frac{s}{(s^2 + \omega_r^2)} + \left[ \frac{(V_{aux} - n \times V_{DA})}{(1+n)} \right] \times \frac{1}{s \times (s^2 + \omega_r^2)}, \quad (3.10)$$

onde:



$$\omega_r = \frac{(1+n)}{\sqrt{L_r \times C_r}}. \quad (3.11)$$

Resolvendo a equação (3.10), obtém-se:

$$v_{C_r}(t-t_2) = \left[ \frac{(V_{aux} - n \times V_{DA})}{(1+n)} \right] + \left[ \frac{(1+n) \times V_{CD} - V_{aux} + n \times V_{DA}}{(1+n)} \right] \times \cos[\omega_r \times (t-t_2)]. \quad (3.12)$$

Sabendo que:

$$i_{C_r}(t) = C_r \times \frac{dv_{C_r}(t)}{dt}, \quad (3.13)$$

e substituindo a equação (3.12) na equação (3.13), obtém-se:

$$i_{C_r}(t-t_2) = \left[ \frac{V_{aux} - n \times V_{DA} - (1+n) \times V_{CD}}{(1+n)^2 \times Z_r} \right] \text{sen}[\omega_r \times (t-t_2)], \quad (3.14)$$

onde

$$Z_r = \left( \frac{1}{1+n} \right) \times \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}. \quad (3.15)$$

A corrente que circula pelo indutor ressonante é dada por:

$$i_{L_r}(t-t_2) = \frac{I_m - i_{C_r}(t-t_2)}{(1+n)}, \quad (3.16)$$

logo:

$$i_{L_r}(t-t_2) = \frac{I_m}{(1+n)} + \left[ \frac{(1+n) \times V_{CD} + n \times V_{DA} - V_{aux}}{(1+n)^2 \times Z_r} \right] \text{sen}[\omega_r \times (t-t_2)]. \quad (3.17)$$

Quando a tensão sobre o capacitor ressonante ( $C_r$ ) se anula, o diodo intrínseco do interruptor principal ( $D_{S0}$ ) entra em condução e o interruptor pode então ser ligado sob tensão nula, iniciando uma nova etapa de operação. Neste instante:

$$v_{C_r}(t_3-t_2) = \left[ \frac{(V_{aux} - n \times V_{DA})}{(1+n)} \right] + \left[ \frac{(1+n) \times V_{CD} - V_{aux} + n \times V_{DA}}{(1+n)} \right] \times \cos[\omega_r \times (t_3-t_2)] = 0$$

ou seja:

$$\left[ \frac{(V_{aux} - n \times V_{DA})}{(1+n)} \right] + \left[ \frac{(1+n) \times V_{CD} + n \times V_{DA} - V_{aux}}{(1+n)} \right] \times \cos[\omega_r \times (t_3 - t_2)] = 0. \quad (3.18)$$

Resolvendo a equação (3.18), obtém-se:

$$\cos[\omega_r \times (t_3 - t_2)] = \left[ \frac{(n \times V_{DA} - V_{aux})}{(1+n) \times V_{CD} + n \times V_{DA} - V_{aux}} \right], \quad (3.19)$$

ou:

$$\Phi_r = \omega_r \times (t_3 - t_2) = \arccos \left[ \frac{(n \times V_{DA} - V_{aux})}{(1+n) \times V_{CD} + n \times V_{DA} - V_{aux}} \right]. \quad (3.20)$$

No final desta etapa, a corrente no indutor ressonante é igual a:

$$I_r = i_{L_r}(t_3 - t_2) = \frac{I_m}{(1+n)} + \left[ \frac{(1+n) \times V_{CD} + n \times V_{DA} - V_{aux}}{(1+n)^2 \times Z_r} \right] \sin(\Phi_r). \quad (3.21)$$

#### D. Quarta Etapa de Operação [t<sub>3</sub>, t<sub>4</sub>]

No instante de tempo t<sub>3</sub> o interruptor principal é ligado sob tensão nula, iniciando a etapa de operação mostrada na Figura 3.10. Durante esta etapa, a tensão sobre o indutor ressonante permanece constante e sua corrente começa a decrescer linearmente até atingir zero. O circuito equivalente no domínio “s” desta etapa é mostrado na Figura 3.11.

Analisando o circuito da Figura 3.11, pode-se escrever a seguinte equação:

$$v_{L_r}(s) = L_r \times I_r + n \times \frac{V_{DA}}{s} - \frac{V_{aux}}{s}, \quad (3.22)$$

onde I<sub>r</sub> é dado pela equação (3.21).

A corrente no indutor ressonante pode ser calculada da seguinte forma:

$$i_{L_r}(s) = \frac{v_{L_r}(s)}{s \times L_r} = \frac{I_r}{s} + \frac{(n \times V_{DA} - V_{aux})}{s^2 \times L_r}. \quad (3.23)$$

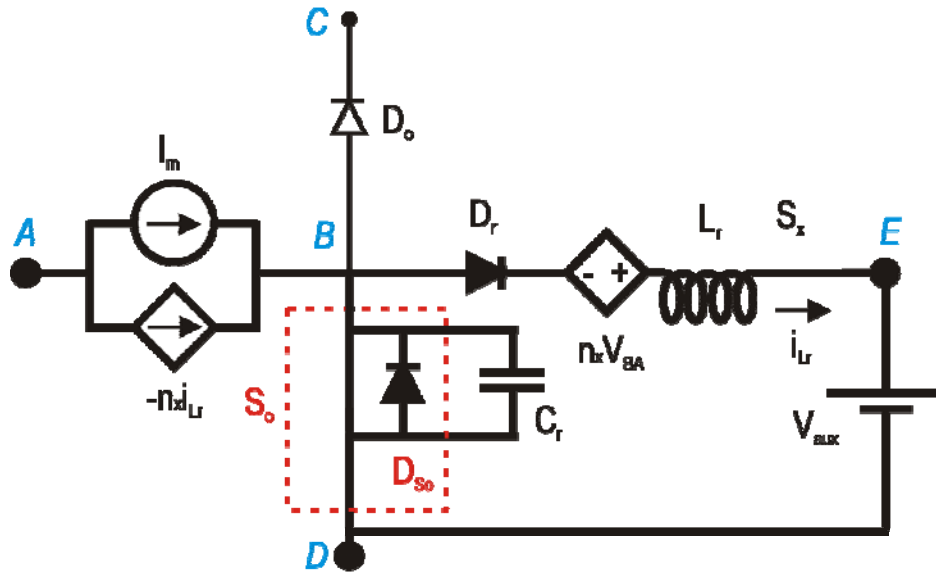
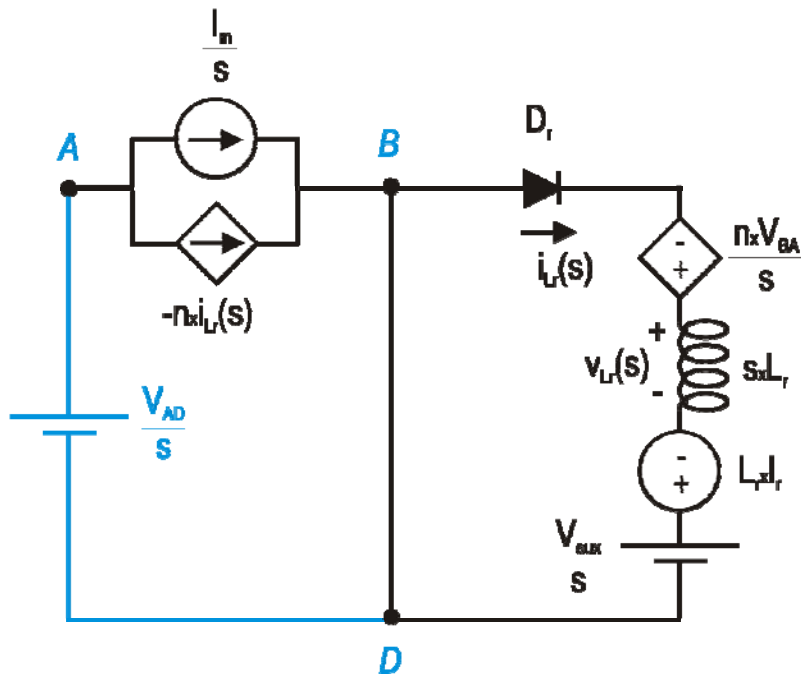

 Figura 3.10 – Quarta Etapa de Operação  $[t_3, t_4]$ .


Figura 3.11 – Circuito Equivalente no Domínio “s” da Quarta Etapa de Operação.

Resolvendo a equação (3.23), obtém-se:

$$i_{L_r}(t - t_3) = I_r + \left[ \frac{(n \times V_{DA} - V_{aux})}{L_r} \right] \times (t - t_3). \quad (3.24)$$

Ao final desta etapa, a corrente no indutor ressonante é nula, ou seja:

$$i_{L_r}(t_4 - t_3) = I_r + \left[ \frac{(n \times V_{DA} - V_{aux})}{L_r} \right] \times (t_4 - t_3) = 0. \quad (3.25)$$

Desta forma, conclui-se que:

$$(t_4 - t_3) = \frac{-(I_r \times L_r)}{(n \times V_{DA} - V_{aux})}. \quad (3.26)$$

#### E. Quinta Etapa de Operação [ $t_4$ , $t_5$ ]

Nesta etapa, o interruptor auxiliar ( $S_x$ ) é desligado em zero de corrente. A partir deste instante, passa a ocorrer a etapa clássica de carga do indutor principal dos conversores CC, representada no diagrama esquemático da Figura 3.12.

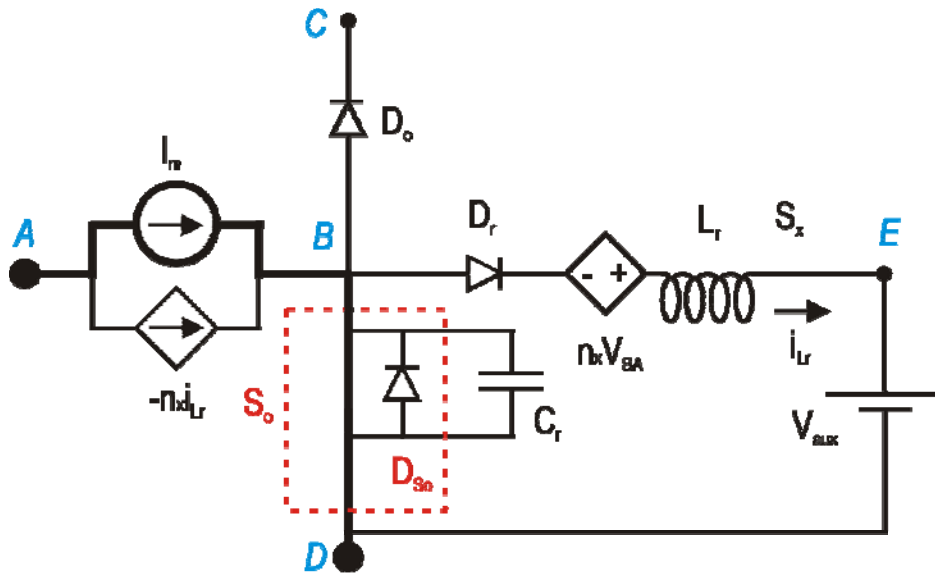


Figura 3.12 – Quinta Etapa de Operação [ $t_4$ ,  $t_5$ ].

#### F. Sexta de Operação [ $t_5$ , $t_6$ ]

O interruptor principal é desligado no instante de tempo  $t_5$ , como representado na Figura 3.13. A presença do capacitor ressonante ( $C_r$ ) em paralelo com o interruptor lhe garante um bloqueio em ZVS e sua tensão cresce linearmente

até alcançar a tensão  $V_{CD}$ . Neste instante, o diodo de saída entra em condução iniciando um novo ciclo de comutação.

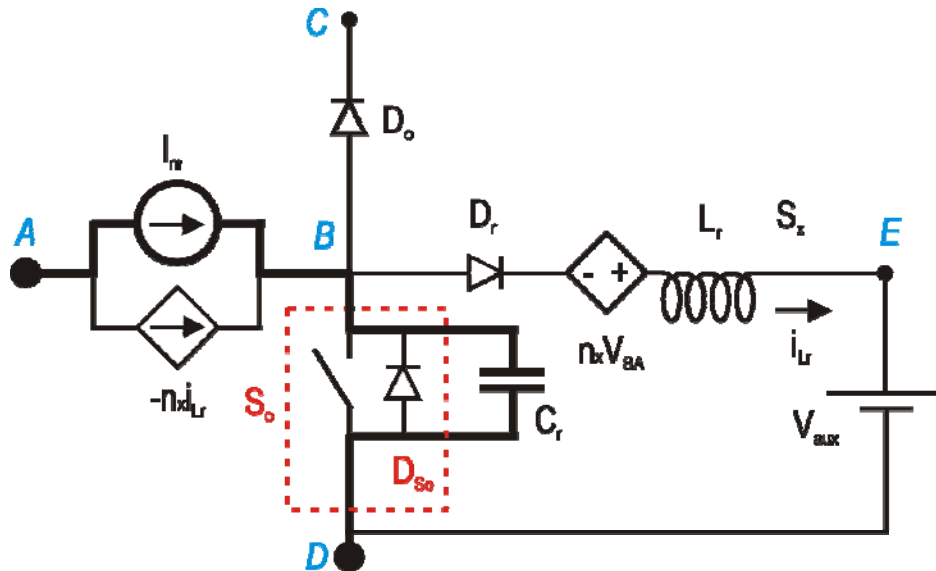


Figura 3.13 – Sexta Etapa de Operação  $[t_5, t_6]$ .

### 3.2. Aplicação da Estrutura Generalizada Proposta à Família de Conversores CC Não Isolados

A célula de comutação apresentada na Figura 3.2 também pode ser aplicada a qualquer conversor CC-CC não isolado, bastando para tal, observar os pontos de conexão dos nós A, B, C e D de cada conversor, conforme mostrado nos diagramas das Figuras A.1 a A.6, do Anexo.

Como foi dito anteriormente, a fonte de tensão auxiliar ( $V_{aux}$ ) pode ser realizada utilizando as próprias fontes de tensão presentes no conversor CC-CC básico, eliminando assim a necessidade de incluir elementos adicionais ao circuito e aumentando a robustez do conversor obtido. O uso do acoplamento magnético na estrutura proposta permite o seu correto funcionamento para três possíveis valores de  $V_{aux}$  obtidos através da conexão do nó E aos nós A, C ou D do conversor básico. Assim sendo, a fonte auxiliar assume os valores de tensão apresentados na Tabela 3.1.

**Tabela 3.1 – Possíveis Valores de Fonte de Tensão Auxiliar para os Conversores ZVT com Fonte Auxiliar Magneticamente Acoplada**

Conversor	Conexão do nó E		
	Nó A	Nó C	Nó D
<i>Buck</i>	$V_{aux} = V_{in} - V_o$	$V_{aux} = V_{in}$	$V_{aux} = 0$
<i>Boost</i>	$V_{aux} = V_{in}$	$V_{aux} = V_o$	$V_{aux} = 0$
<i>Buck-Boost</i> <i>Ćuk</i> <i>Sepic</i> <i>Zeta</i>	$V_{aux} = V_{in}$	$V_{aux} = V_{in} + V_o$	$V_{aux} = 0$

É importante ressaltar que, sem a utilização do acoplamento magnético, não seria possível obter o correto funcionamento da estrutura ZVT obtida através da conexão do nó E ao nó C, uma vez que não haveria corrente no indutor ressonante dada a diferença de potencial nula entre seus terminais quando se liga o interruptor auxiliar ( $S_x$ ).

Considerando as três possibilidades de conexão do nó E, apresentadas na Tabela 3.1, obtêm-se as topologias apresentadas nas Figuras 3.14 a 3.19.

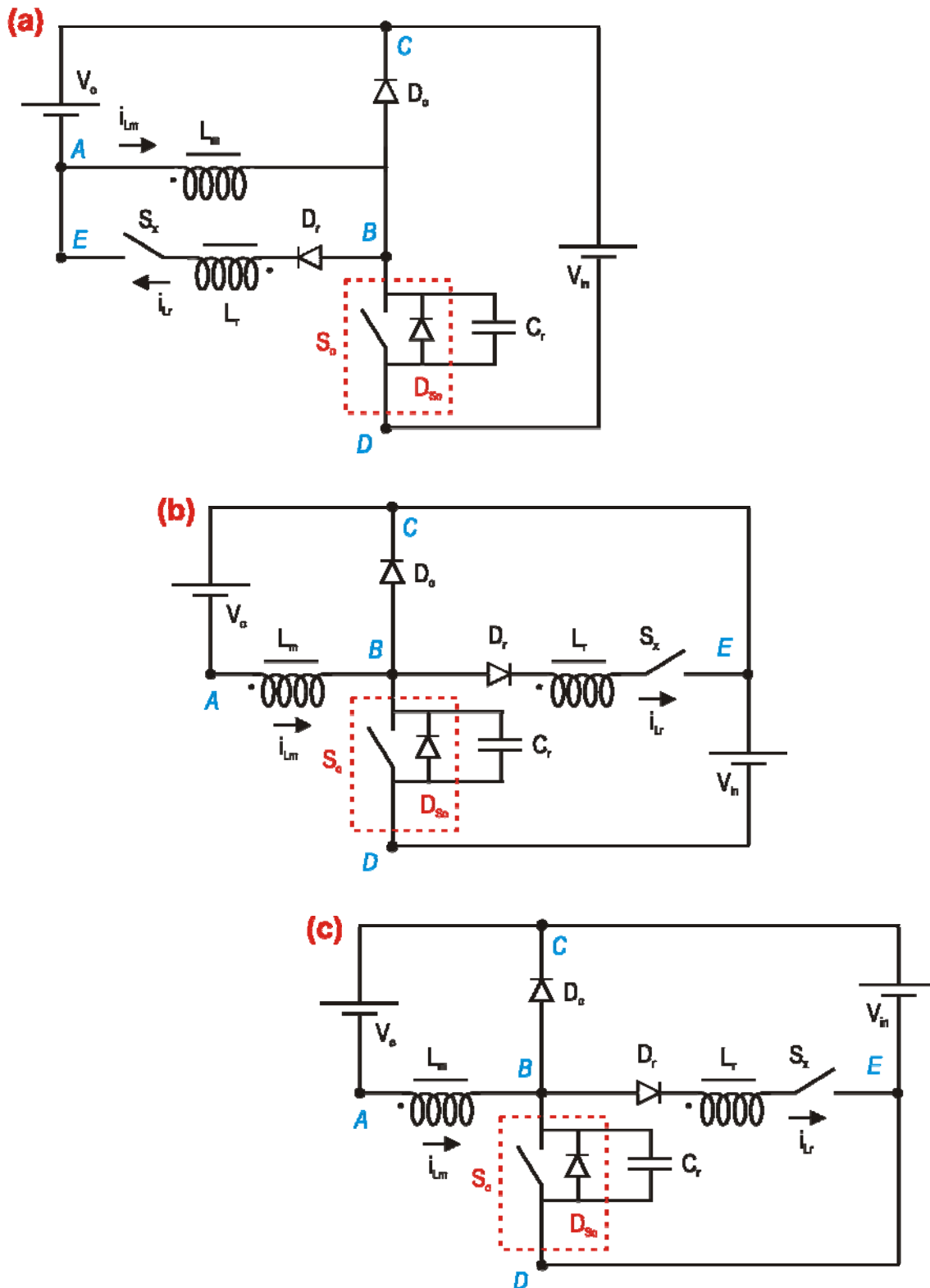


Figura 3.14 – Conversores **Buck ZVT** com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada:  
 (a) Nó E conectado ao Nó A; (b) Nó E conectado ao Nó C e (c) Nó E conectado ao Nó D.

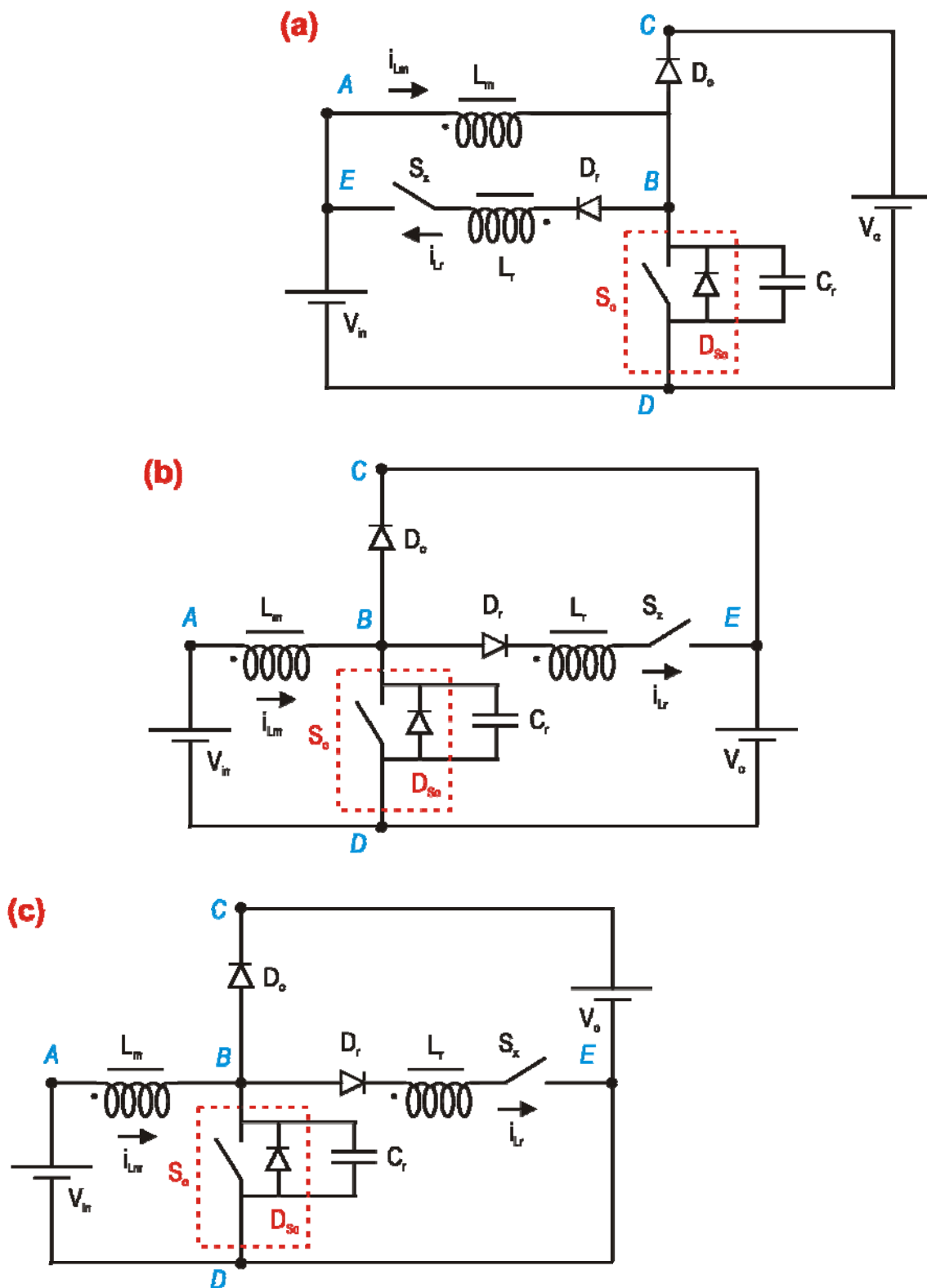


Figura 3.15 – Conversores **Boost** ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada:  
 (a) N  E conectado ao Nó A; (b) N  E conectado ao Nó C e (c) N  E conectado ao Nó D.



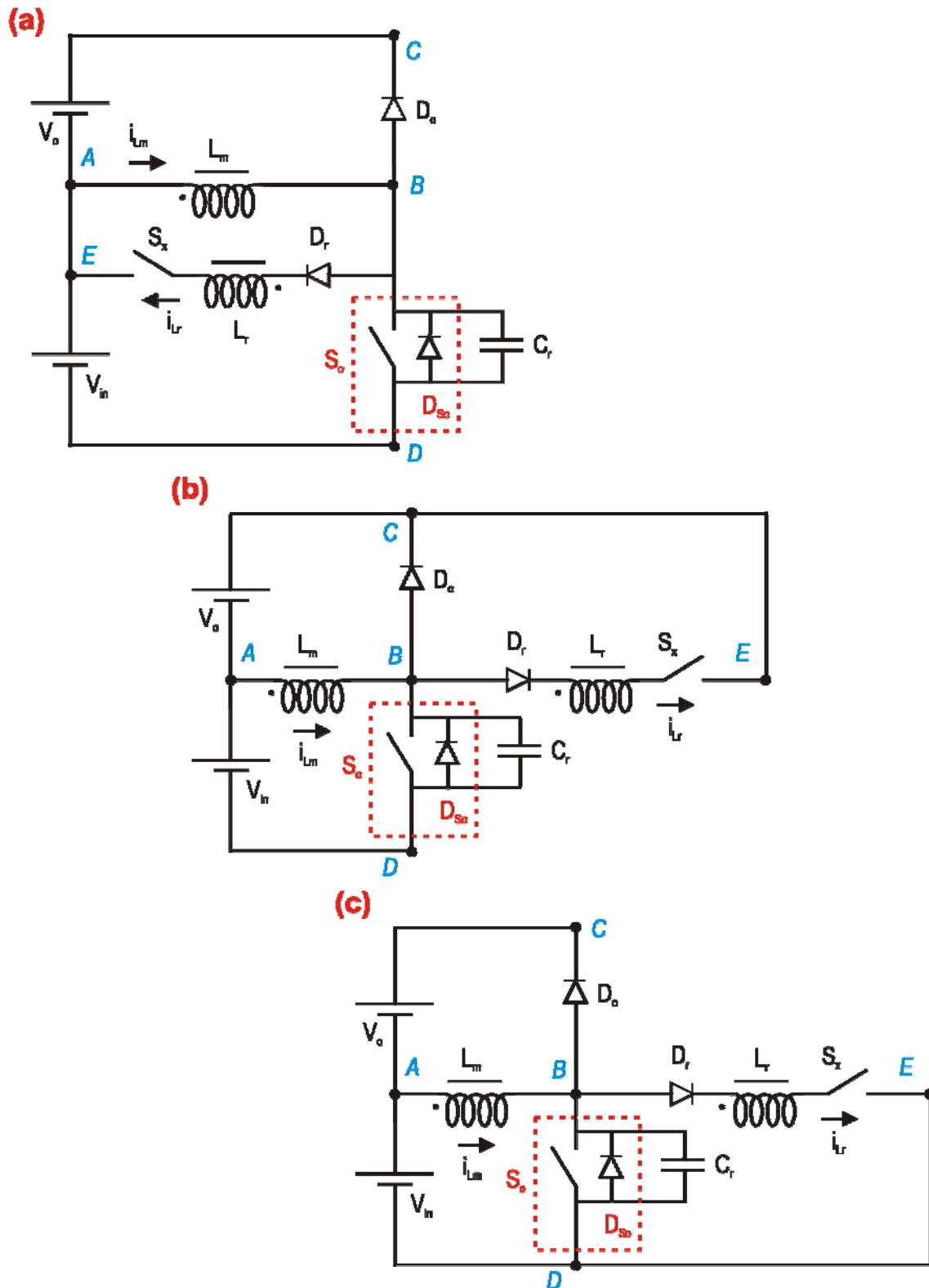


Figura 3.16 – Conversores **Buck-Boost ZVT** com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada:

(a) Nó E conectado ao Nó A; (b) Nó E conectado ao Nó C e (c) Nó E conectado ao Nó D.

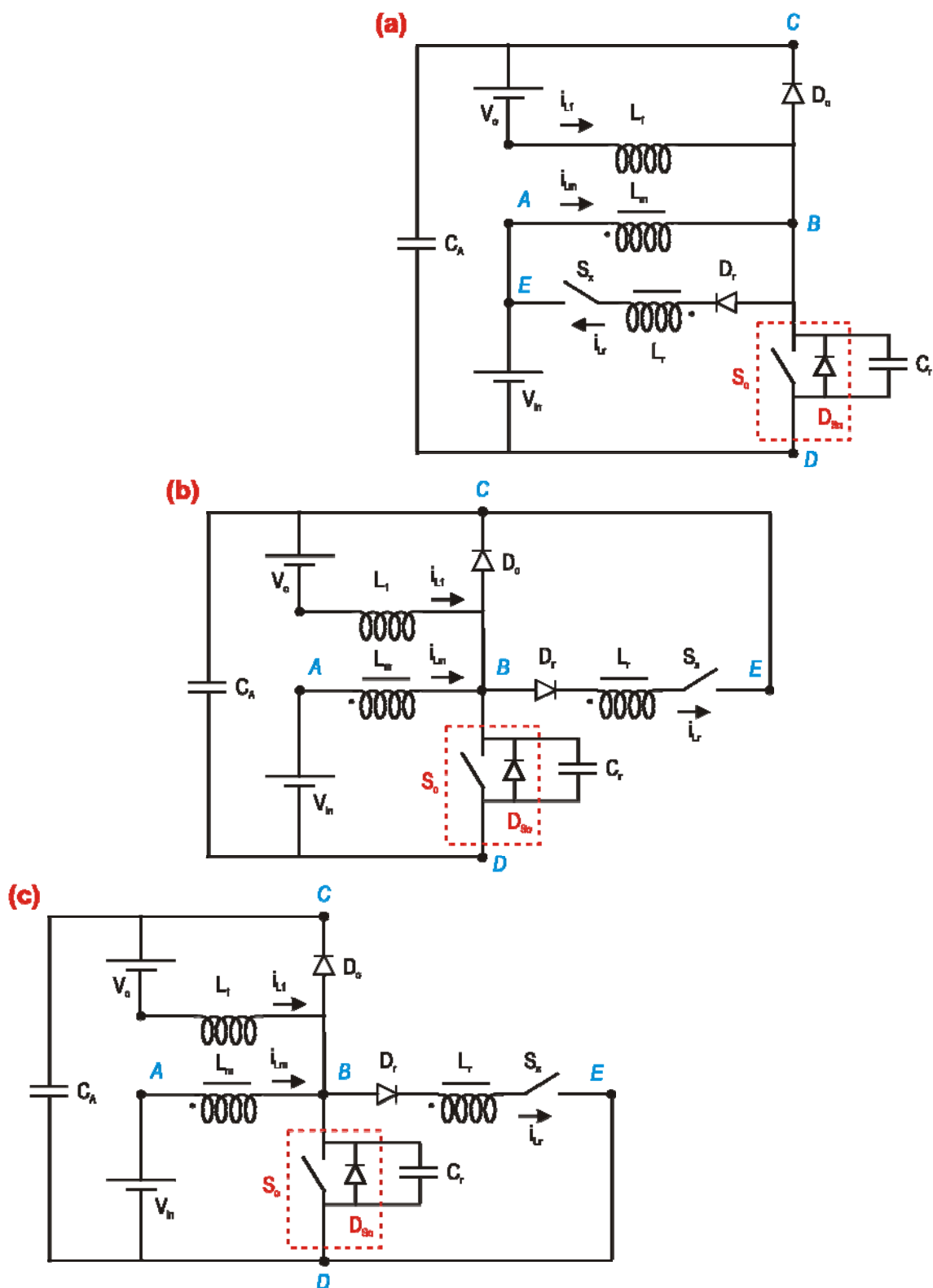
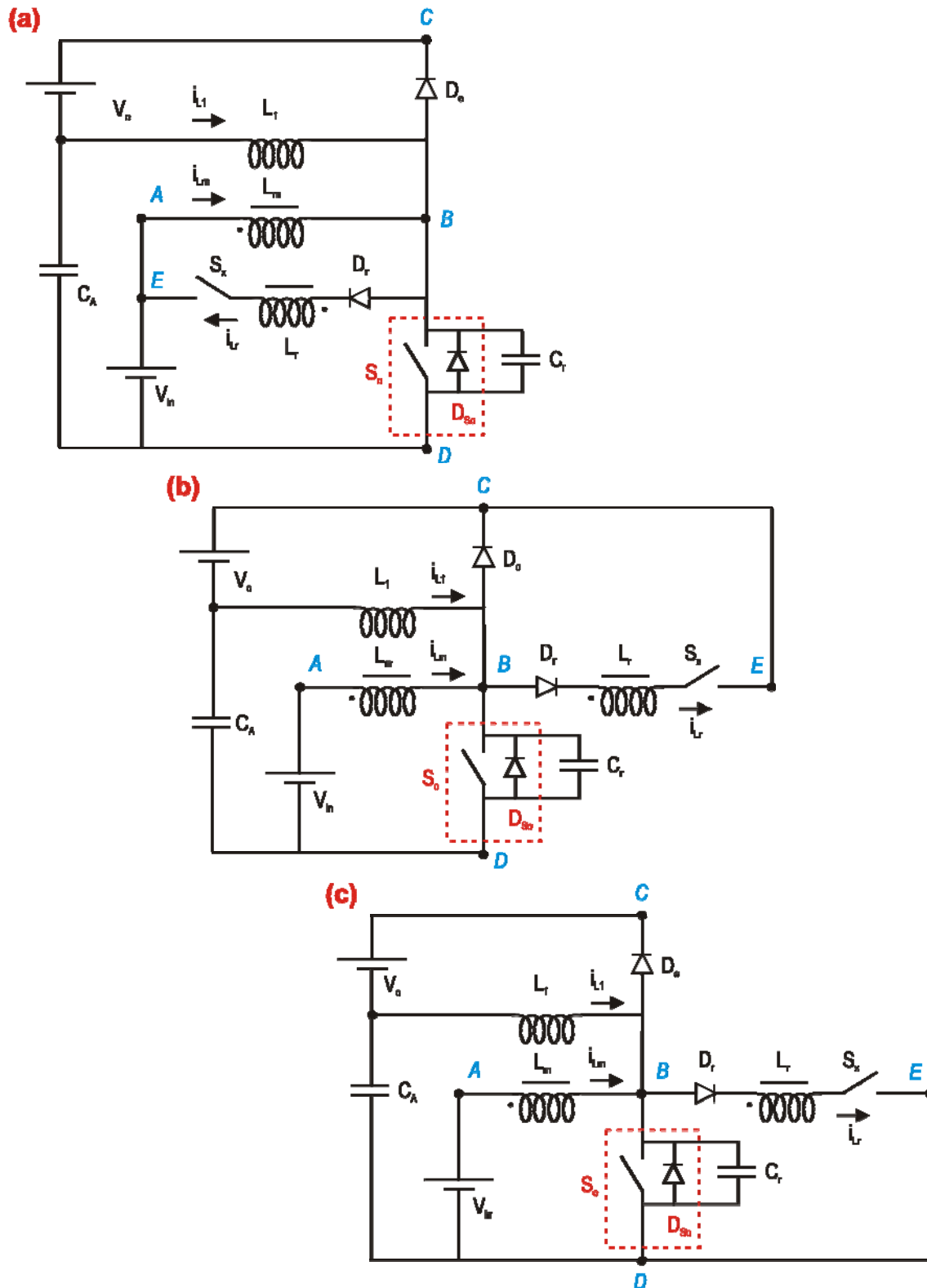
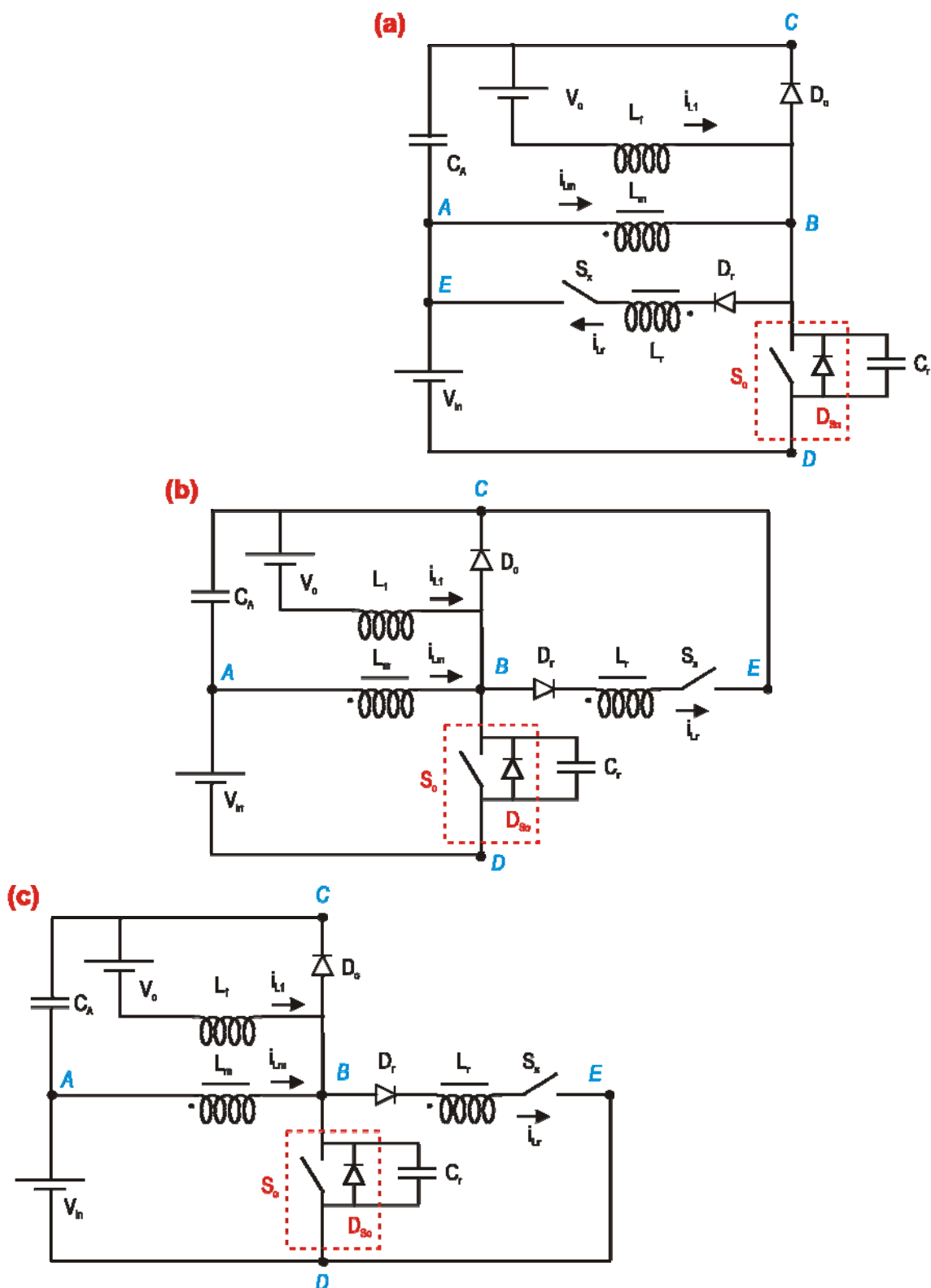


Figura 3.17 – Conversores Ćuk ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC  
Magneticamente Acoplada:  
(a) Nó E conectado ao Nó A; (b) Nó E conectado ao Nó C  
e (c) Nó E conectado ao Nó D.



**Figura 3.18 – Conversores Sepic ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada:**

(a) Nó E conectado ao Nó A; (b) Nó E conectado ao Nó C e (c) Nó E conectado ao Nó D.



**Figura 3.19 – Conversores Zeta ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada:**  
 (a) N  E conectado ao Nó A; (b) N  E conectado ao Nó C e (c) N  E conectado ao Nó D.

### 3.3. Equações de Projeto e Restrições Operacionais da Estrutura Proposta

A seguir, as equações e a metodologia de projeto para os elementos do conversor proposto serão desenvolvidas. A filosofia de projeto apresentada busca a minimização das perdas no diodo de saída ( $D_o$ ) e nos interruptores principal ( $S_o$ ) e auxiliar ( $S_x$ ).

#### 3.3.1. Recuperação Reversa do Diodo de Saída ( $D_o$ )

O bloqueio do diodo de saída ( $D_o$ ) ocorre ao final da segunda etapa de operação. Durante esta etapa, o indutor ressonante ( $L_r$ ) é quem controla a taxa de decrescimento da corrente no diodo e, portanto, é o principal responsável por controlar a perda de recuperação reversa de  $D_o$ .

Observando o circuito da Figura 3.7, pode-se obter a corrente no diodo de saída:

$$i_{D_o}(t) = I_m - (1+n) \times i_{L_r}(t), \quad (3.27)$$

e substituindo a equação (3.4) na equação (3.27), chega-se a:

$$i_{D_o}(t) = I_m - (1+n) \times \left( \frac{V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}}{L_r} \right) \times (t - t_1). \quad (3.28)$$

A partir da equação (3.28) pode-se calcular a taxa de decrescimento da corrente no diodo:

$$\frac{di_{D_o}(t)}{dt} = -(1+n) \times \left( \frac{V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}}{L_r} \right). \quad (3.29)$$

Comprovando-se o que havia sido dito anteriormente, ao observar a equação (3.29) pode-se verificar que  $L_r$  é o principal elemento que controla a taxa de decrescimento de corrente em  $D_o$ , uma vez que a relação de espiras ( $n$ ) será utilizada para controlar a perda de condução do interruptor auxiliar. Assim sendo, o valor de  $L_r$  deve ser calculado de forma a manter esta taxa em níveis tais que a perda de recuperação reversa do diodo seja aceitável.

### 3.3.2. Comutação em Zero de Tensão durante a entrada em condução do Interruptor Principal ( $S_o$ )

A fim de obter comutação em zero de tensão na entrada em condução de  $S_o$ , é necessário assegurar que a tensão sobre o capacitor ressonante ( $C_r$ ) ao final da terceira etapa de operação seja zero. A equação (3.19) nos apresenta a condição necessária para que isto ocorra, ou seja:

$$\cos[\omega_r \times (t_3 - t_2)] = \left[ \frac{(n \times V_{DA} - V_{aux})}{(1+n) \times V_{CD} + n \times V_{DA} - V_{aux}} \right]. \quad (3.30)$$

Sabendo que  $\cos[\omega_r \times (t_3 - t_2)] \geq -1$ , pode-se escrever que:

$$\left[ \frac{(n \times V_{DA} - V_{aux})}{(1+n) \times V_{CD} + n \times V_{DA} - V_{aux}} \right] \geq -1. \quad (3.31)$$

Resolvendo a equação (3.31), obtém-se:

$$V_{aux} \leq \frac{[(1+n) \times V_{CD} + 2 \times n \times V_{DA}]}{2} \quad (3.32)$$

Assim sendo, para assegurar a comutação em zero de tensão durante a entrada em condução do interruptor principal, é necessário satisfazer a equação (3.32).

Os valores de  $V_{CD}$  e  $V_{DA}$  que aparecem na equação (3.32) são diferentes para cada um dos conversores CC-CC básicos; logo, para cada um dos conversores existirá uma equação semelhante à (3.32), como nos mostra a Tabela 3.2.

Considerando os possíveis valores de fonte de tensão auxiliar para cada conversor CC-CC básico apresentados na Tabela 3.1 e os valores de  $V_{aux}$  máximos apresentados na Tabela 3.2, é possível estabelecer limitações operacionais para cada um dos conversores propostos, como é mostrado a seguir.

**Tabela 3.2 – Valores de  $V_{BA}$ ,  $V_{CD}$ ,  $V_{DA}$  e Fonte de Tensão Auxiliar Máxima que Assegura Comutação em Zero de Tensão em  $S_o$**

Conversor	$V_{BA}$	$V_{CD}$	$V_{DA}$	$V_{aux}$
<i>Buck</i>	$V_o$	$V_{in}$	$V_o - V_{in}$	$V_{aux} \leq \frac{[(1-n) \times V_{in} + 2 \times n \times V_o]}{2}$
<i>Boost</i>	$V_o - V_{in}$	$V_o$	$-V_{in}$	$V_{aux} \leq \frac{[(1+n) \times V_o - 2 \times n \times V_{in}]}{2}$
<i>Buck-Boost</i> <i>Ćuk</i> <i>Sepic</i> <i>Zeta</i>	$V_o$	$V_{in} + V_o$	$-V_{in}$	$V_{aux} \leq \frac{[(1+n) \times V_o + (1-n) \times V_{in}]}{2}$

## A. Conversor *Buck*

### A.1 Conectando o nó E ao nó A

Neste caso, a partir da Tabela 3.1, sabe-se que:

$$V_{aux} = V_{in} - V_o.$$

Substituindo o valor de  $V_{aux}$  na equação apresentada na Tabela 3.2 obtém-se:

$$(V_{in} - V_o) \leq \frac{[(1-n) \times V_{in} + 2 \times n \times V_o]}{2}, \quad (3.33)$$

e resolvendo a equação (3.33) chega-se a:

$$V_{in} \leq 2 \times V_o \quad (3.34)$$

### A.2 Conectando o nó E ao nó C

A partir da Tabela 3.1, sabe-se que:

$$V_{aux} = V_{in}.$$

Novamente, substituindo o valor de  $V_{aux}$  na equação apresentada na Tabela 3.2 obtém-se:

$$V_{in} \leq \frac{[(1-n) \times V_{in} + 2 \times n \times V_o]}{2}, \quad (3.35)$$

e resolvendo a equação (3.35) chega-se a:

$$V_{in} \leq \left[ \frac{2 \times n \times V_o}{(1+n)} \right] \quad (3.36)$$

### A.3 Conectando o nó E ao nó D

Mais uma vez, a partir da Tabela 3.1, sabe-se que:

$$V_{aux} = 0.$$

Substituindo o valor de  $V_{aux}$  na equação apresentada na Tabela 3.2 obtém-se:

$$\frac{[(1-n) \times V_{in} + 2 \times n \times V_o]}{2} \geq 0, \quad (3.37)$$

e resolvendo a equação (3.37) chega-se a:

$$V_{in} \leq \left[ \frac{2 \times n \times V_o}{(n-1)} \right] \quad (3.38)$$

## B. Conversor *Boost*

Seguindo um procedimento semelhante ao mostrado para o caso do conversor *Buck*, chega-se aos seguintes resultados:

### B.1 Conectando o nó E ao nó A

$$V_o \geq 2 \times V_{in} \quad (3.39)$$

### B.2 Conectando o nó E ao nó C

$$V_o \geq \left[ \frac{2 \times n \times V_{in}}{(n-1)} \right] \quad (3.40)$$



### B.3 Conectando o nó E ao nó D

$$V_o \geq \left[ \frac{2 \times n \times V_{in}}{(1+n)} \right]. \quad (3.41)$$

## C. Conversores Buck-Boost, Ćuk, Sepic e Zeta

Novamente, seguindo um procedimento semelhante ao mostrado para o caso dos conversores *Buck* e *Boost*, chega-se aos seguintes resultados:

### C.1 Conectando o nó E ao nó A

$$V_o \geq V_{in} \quad (3.42)$$

### C.2 Conectando o nó E ao nó C

$$V_o \geq \left[ \frac{(1+n) \times V_{in}}{(n-1)} \right] \quad (3.43)$$

### C.3 Conectando o nó E ao nó D

$$V_o \geq \left[ \frac{(n-1) \times V_{in}}{(1+n)} \right] \quad (3.44)$$

## D. Limitação Operacional da Estrutura Proposta

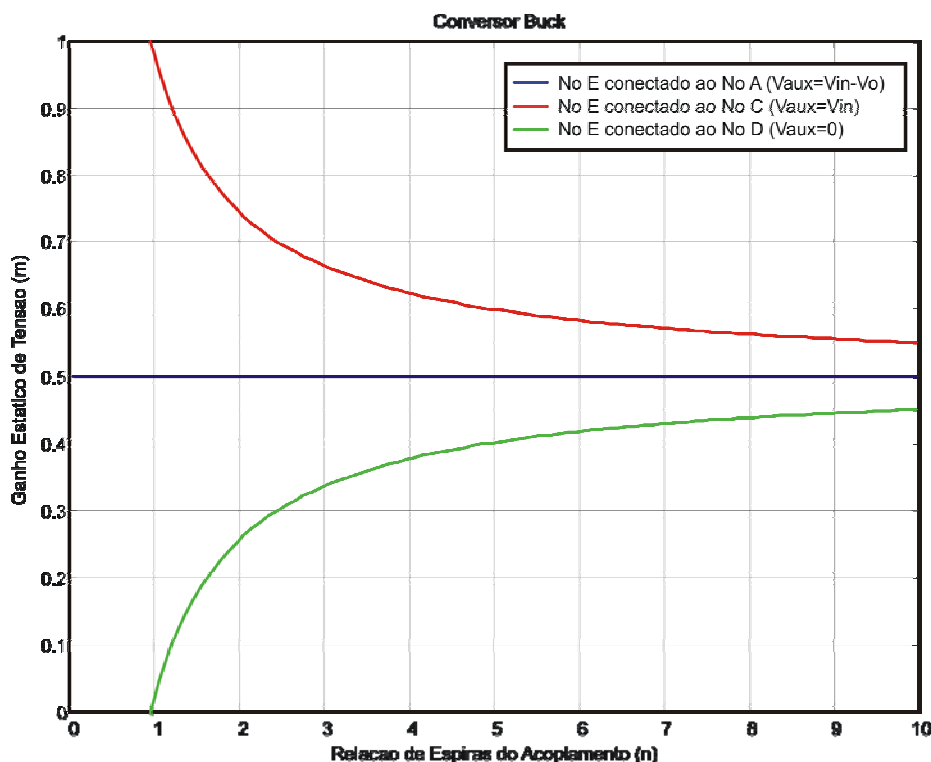
Como pôde ser observado, as equações (3.34), (3.36), (3.38) e (3.39) a (3.44) impõem limites operacionais de tensão ao correto funcionamento das estruturas magneticamente acopladas que estão sendo propostas. A não observância destes limites implicará em uma comutação com perdas durante a entrada em condução do interruptor principal, uma vez que não mais estará assegurada a tensão nula neste elemento durante o processo de comutação.

Definindo o ganho de tensão do conversor como:

$$m = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (3.45)$$

e utilizando as equações (3.34), (3.36), (3.38), (3.39) a (3.44), pode-se construir os gráficos apresentados nas Figuras 3.20, 3.21 e 3.22, os quais facilitam a identificação dos casos em que a comutação em zero de tensão estará ou não garantida. Nestes gráficos, terão comutação em zero de tensão assegurada os conversores que tiverem ganho de tensão acima da linha colorida.

Ilustrando o uso dos gráficos, tomemos como exemplo um conversor *Buck* com conexão do nó E ao nó D ( $V_{aux} = 0$ ). Se o ganho de tensão do conversor for igual a 0,5 a comutação em zero de tensão estará garantida para qualquer valor de  $n$  utilizado, uma vez que estaremos sempre trabalhando acima da curva “verde”. Por outro lado, se o conversor possui ganho de tensão igual a 0,3 a comutação em zero de tensão só estará assegurada para os casos em que  $n$  for menor que 2,5.



**Figura 3.20 – Limitação Operacional de Tensão para o Conversor *Buck* Proposto.**

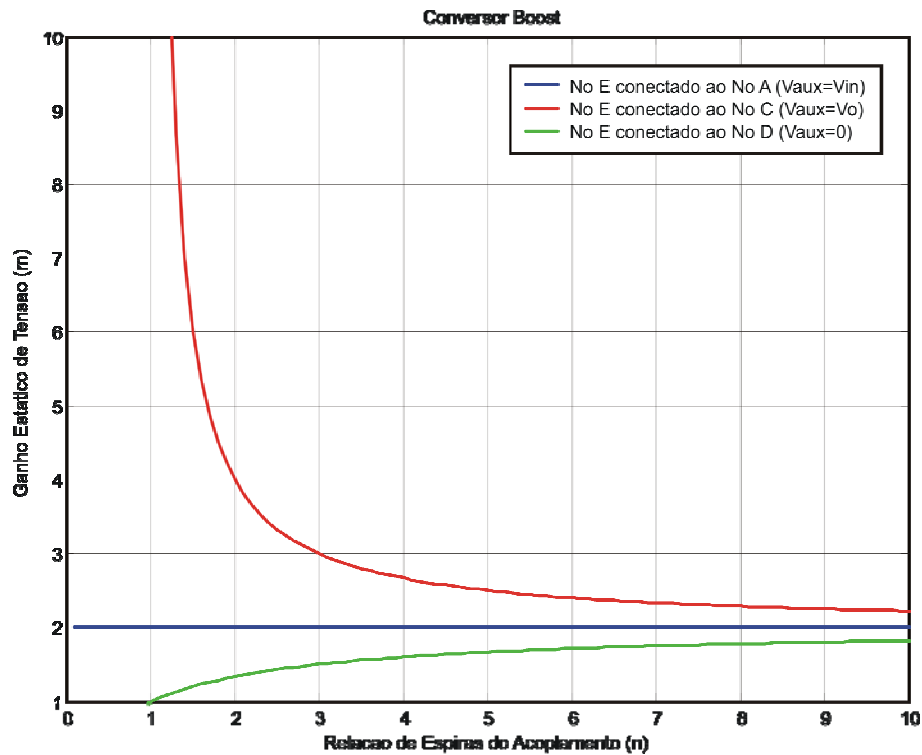


Figura 3.21 – Limitação Operacional de Tensão para o Conversor **Boost** Proposto.

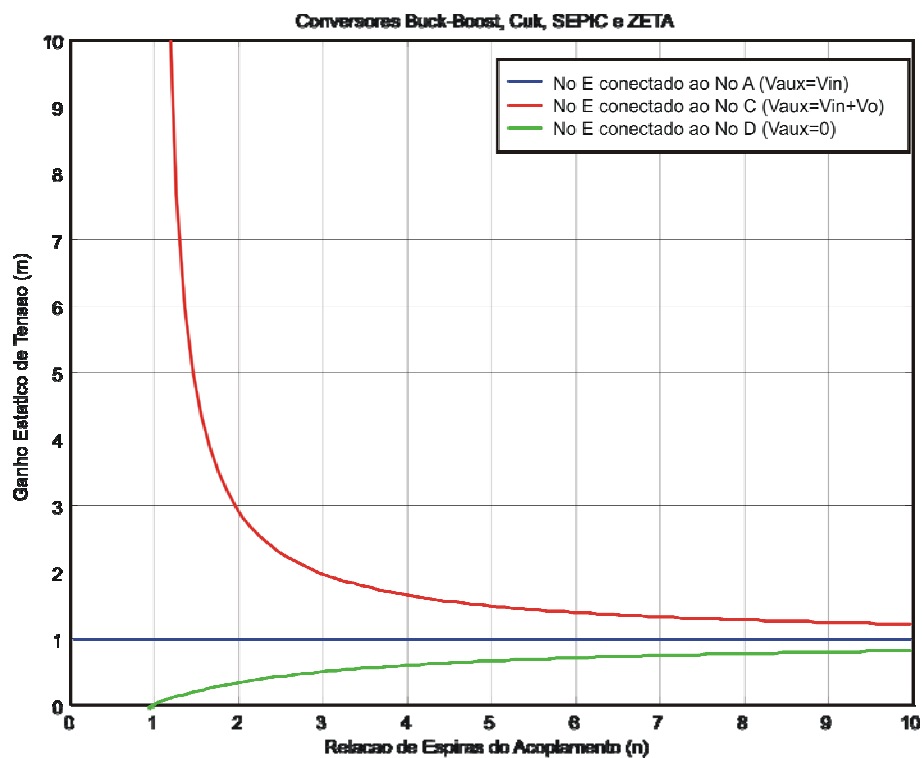
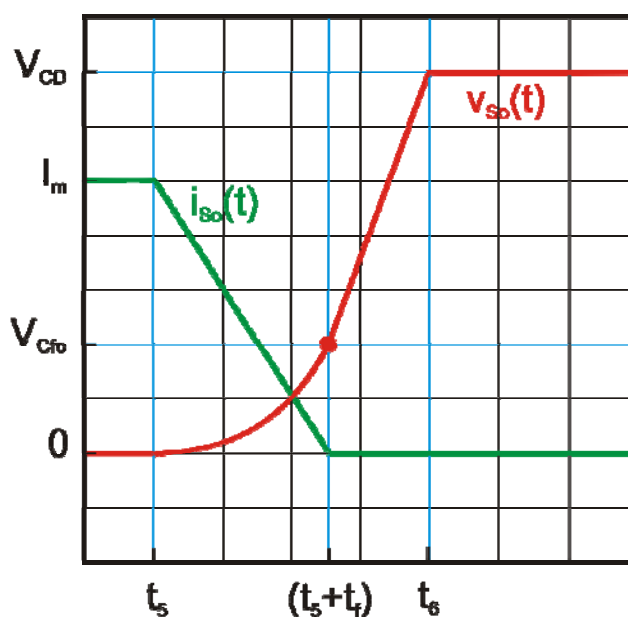


Figura 3.22 – Limitação Operacional de Tensão para os Conversores **Buck-Boost, Ćuk, Sepic e Zeta** Propostos.

### 3.3.3. Comutação em Zero de Tensão durante o bloqueio do Interruptor Principal ( $S_o$ )

O bloqueio do interruptor principal ocorre durante a sexta etapa de operação. Durante esta etapa, a presença do capacitor  $C_r$  em paralelo com o interruptor garante um crescimento suave da tensão no interruptor, reduzindo assim suas perdas durante o processo de comutação.

Em um primeiro estágio do processo de comutação, a corrente no interruptor decresce linearmente até atingir zero, como mostra a Figura 3.23. Este período de tempo ( $t_f$ ), também conhecido como tempo de queda (“*fall time*”) é fator dependente apenas do elemento semiconductor que está sendo usado como interruptor, podendo ser obtido por meio do catálogo do fabricante.



**Figura 3.23 – Bloqueio do Interruptor Principal.**

Através do gráfico da Figura 3.23, pode-se concluir que a corrente no interruptor durante este primeiro estágio é dada por:

$$i_{s_o}(t) = I_m - \left( \frac{I_m}{t_f} \right) \times (t - t_s). \quad (3.46)$$

Sabendo que a corrente no capacitor ressonante é dada por:

$$i_{C_r}(t) = I_m - i_{S_o}(t) \quad (3.47)$$

e substituindo a equação (3.46) na equação (3.47), obtém-se:

$$i_{C_r}(t) = \left( \frac{I_m}{t_f} \right) \times (t - t_5). \quad (3.48)$$

A tensão no capacitor ressonante pode ser calculada da seguinte forma:

$$v_{C_r}(t) = \frac{1}{C_r} \times \int i_{C_r}(t) \times dt, \quad (3.49)$$

logo, substituindo a equação (3.48) em (3.49), chega-se a:

$$v_{C_r}(t) = \left( \frac{I_m}{2 \times C_r \times t_f} \right) \times (t - t_5)^2. \quad (3.50)$$

Ao final deste primeiro estágio, a tensão sobre o capacitor ressonante será:

$$V_{Cf} = v_{C_r}(t_f + t_5) = \frac{I_m \times t_f}{2 \times C_r} \quad (3.51)$$

Após o primeiro estágio do processo de comutação, a tensão sobre o capacitor ressonante cresce linearmente até atingir o valor da tensão  $V_{CD}$ , quando o diodo de saída entra em condução e grampeia a tensão em  $C_r$ .

Observando a Figura 3.23, pode-se verificar que quanto maior for o valor de  $V_{Cf}$ , maiores serão as perdas de comutação no interruptor. Desta forma, seria desejável que o valor de  $C_r$  fosse o maior possível a fim de garantir uma tensão  $V_{Cf}$  próxima de zero. Por outro lado, quanto maior o valor de  $C_r$ , maior será o tempo necessário para que a tensão sobre ele atinja  $V_{CD}$  (instante de tempo  $t_6$ ), o que pode originar problemas sérios de restrição da razão cíclica do interruptor, principalmente quando se opera o conversor em frequências muito elevadas. Assim sendo, conclui-se que o valor de  $C_r$  deve ser calculado de forma a manter o valor de  $V_{Cf}$  em níveis tais que a perda de comutação

originada no interruptor seja pequena sem causar perda de razão cíclica considerável no mesmo.

### 3.3.4. Perda Total de Condução no Interruptor Auxiliar ( $S_x$ )

A perda total durante a condução do interruptor auxiliar ( $P_{T,S_x}$ ) é composta de duas parcelas: a primeira é devida à circulação de corrente pelo dispositivo e a segunda, devida à descarga da capacitância intrínseca do mesmo. Desta forma, pode-se dizer que:

$$P_{T,S_x} = P_{on,S_x} + P_{C,S_x}, \quad (3.52)$$

onde:

- $P_{on,S_x}$  é a perda em condução no interruptor e
- $P_{C,S_x}$  é a perda capacitiva de turn-on (*“turn-on capacitive loss”*).

Dependendo do tipo de elemento utilizado como interruptor auxiliar, sua perda em condução ( $P_{on,S_x}$ ) é dada por:

$$P_{on,S_x} = \begin{cases} R_{DS(on),S_x} \times I_{S_x}^2, & \text{para MOSFETs} \\ V_{CE(on),S_x} \times \overline{I_{S_x}}, & \text{para IGBTs} \end{cases}, \quad (3.53)$$

onde:

- $R_{DS(on),S_x}$  é a resistência estática de condução entre “dreno” e “source” do MOSFET;
- $V_{CE(on),S_x}$  é a tensão em condução entre “coletor” e “emissor” do IGBT;
- $I_{S_x}$  é a corrente eficaz no interruptor auxiliar e
- $\overline{I_{S_x}}$  é a corrente média no interruptor auxiliar.

A perda capacitiva de turn-on, por sua vez, depende da tensão sobre o interruptor durante seu bloqueio, ou seja:

$$P_{C_{out},S_x} = \begin{cases} \frac{1}{2} \times f_s \times C_{OSS,S_x} \times V_{S_x}^2, & \text{para MOSFETs} \\ \frac{1}{2} \times f_s \times C_{OES,S_x} \times V_{S_x}^2, & \text{para IGBTs} \end{cases}, \quad (3.54)$$

onde:  $C_{OSS}$  e  $C_{OES}$  são as capacitâncias de saída do MOSFET e do IGBT, respectivamente.

No intuito de minimizar a perda total de condução de  $S_x$ , faz-se então necessário realizar um estudo sobre o efeito da relação de espiras do acoplamento magnético nos valores de corrente e de tensão no interruptor.

### A. Efeito do Acoplamento Magnético na Corrente do Interruptor Auxiliar

Segundo a equação (3.53), a perda em condução do interruptor depende do tipo de dispositivo usado (MOSFET ou IGBT), podendo ser proporcional ao valor de corrente eficaz ou de corrente média no interruptor. Como foi visto anteriormente durante a descrição das etapas operacionais, a corrente que circula pelos elementos do ramo série ressonante pode ser obtida através das equações (3.4), (3.17) e (3.24). Desta forma, pode-se afirmar que a corrente instantânea que circula pelo interruptor auxiliar é dada por:

$$i_{S_x}(t) = \begin{cases} \left( \frac{V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}}{L_r} \right) \times (t - t_1), & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_m}{(1+n)} + \left[ \frac{(1+n) \times V_{CD} + n \times V_{DA} - V_{aux}}{(1+n)^2 \times Z_r} \right] \text{sen}[\omega_r \times (t - t_2)], & \text{para } t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_r + \left[ \frac{(n \times V_{DA} - V_{aux})}{L_r} \right] \times (t - t_3), & \text{para } t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \quad (3.55)$$

Observando a equação (3.55), pode-se verificar que existe uma relação entre o valor da relação de espiras ( $n$ ) do acoplamento magnético e o valor de corrente no interruptor auxiliar e, conseqüentemente, sobre os valores de corrente média e eficaz do mesmo.

#### A.1 Corrente Média no Interruptor Auxiliar

A corrente média que circula pelo interruptor auxiliar ( $\bar{I}_{S_x}$ ) pode ser calculada da seguinte forma:

$$\overline{I_{S_x}} = \frac{1}{T_s} \times \int_0^{T_s} i_{S_x}(t) \times dt = \frac{1}{T_s} \times \int_{t_0}^{t_6} i_{S_x}(t) \times dt. \quad (3.56)$$

A partir das equações (3.55) e (3.56), pode-se escrever que:

$$\overline{I_{S_x}} = f_s \times \left\{ \left[ \int_{t_1}^{t_2} i_{S_x}(t-t_1) \times dt \right] + \left[ \int_{t_2}^{t_3} i_{S_x}(t-t_2) \times dt \right] + \left[ \int_{t_3}^{t_4} i_{S_x}(t-t_3) \times dt \right] \right\}. \quad (3.57)$$

Finalmente, resolvendo a equação (3.57) obtém-se:

$$\overline{I_{S_x}} = f_s \times \left\{ \left[ \frac{L_r \times I_m}{2 \times (V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}) \times (1+n)^2} \right] + \left[ \frac{\Phi_r \times I_m}{(1+n) \times \omega_r} \right] + \left[ \frac{C_r \times V_{CD}}{(1+n)} \right] - \left[ \frac{L_r \times I_r^2}{2 \times (n \times V_{DA} - V_{aux})} \right] \right\} \quad (3.58)$$

onde  $\omega_r$ ,  $\Phi_r$  e  $I_r$  são dados pelas equações (3.11), (3.20) e (3.21), respectivamente.

Observando a equação (3.58) pode-se verificar que a presença da relação de espiras (n) no denominador da equação faz com que o valor médio de corrente no interruptor decresça na medida em que o valor de n cresce.

## A.2 Corrente Eficaz no Interruptor Auxiliar

A corrente eficaz no interruptor auxiliar é dada por:

$$I_{S_x} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \times \int_0^{T_s} [i_{S_x}(t)]^2 \times dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \times \int_{t_0}^{t_6} [i_{S_x}(t)]^2 \times dt}. \quad (3.59)$$

Utilizando as equações (3.55) e (3.59), obtém-se:

$$I_{S_x} = \sqrt{f_s \times \left\{ \int_{t_1}^{t_2} [i_{S_x}(t-t_1)]^2 \times dt + \int_{t_2}^{t_3} [i_{S_x}(t-t_2)]^2 \times dt + \int_{t_3}^{t_4} [i_{S_x}(t-t_3)]^2 \times dt \right\}}, \quad (3.60)$$

OU:



$$(I_{S_x})^2 = f_s \times \left\{ \int_{t_1}^{t_2} [i_{S_x}(t-t_1)]^2 \times dt + \int_{t_2}^{t_3} [i_{S_x}(t-t_2)]^2 \times dt + \int_{t_3}^{t_4} [i_{S_x}(t-t_3)]^2 \times dt \right\} \quad (3.61)$$

Resolvendo a equação (3.61), chega-se a:

$$(I_{S_x})^2 = f_s \times \left\{ \left[ \frac{(L_r \times I_m)^3}{3 \times (V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}) \times (1+n)^3} \right] + \left[ \frac{\Phi_r \times (I_m)^2}{(1+n)^2 \times \omega_r} \right] + \right. \\ \left. + \left[ \frac{2 \times I_m \times C_r \times V_{CD}}{(1+n)^2} \right] - \left[ \frac{L_r \times I_r^3}{3 \times (n \times V_{DA} - V_{aux})} \right] + \right. \\ \left. + \left[ \frac{(1+n) \times V_{CD} + n \times V_{DA} - V_{aux}}{(1+n)^2 \times Z_r} \right] \times \left[ \frac{\Phi_r}{2 \times \omega_r} - \frac{\text{sen}(2 \times \Phi_r)}{4 \times \omega_r} \right] \right\} \quad (3.62)$$

onde  $\omega_r$ ,  $\Phi_r$ ,  $Z_r$  e  $I_r$  são dados pelas equações (3.11), (3.15), (3.20) e (3.21), respectivamente.

Assim como no caso da corrente média, a análise da equação (3.62) permite concluir que o valor eficaz de corrente no interruptor decresce na medida em que o valor de  $n$  cresce.

## B. Efeito do Acoplamento Magnético na Tensão sobre o Interruptor Auxiliar

A tensão sobre o interruptor auxiliar durante o tempo em que se encontra bloqueado é dada por:

$$V_{S_x} = (V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}). \quad (3.63)$$

A equação (3.63) nos permite observar claramente que o efeito causado pela relação de espiras ( $n$ ) sobre a tensão em  $S_x$  é justamente o contrário do causado sobre os valores de corrente média e eficaz; ou seja: quanto maior for o valor de  $n$ , maior será o valor da tensão sobre o interruptor.

### C. Perda Total de Condução

Uma vez conhecidos os valores de corrente média e eficaz no interruptor auxiliar e o valor de tensão sobre ele durante seu bloqueio, pode-se obter a perda total de condução em  $S_x$  através da seguinte equação:

$$P_{T,S_x} = \begin{cases} \left( R_{DS(on),S_x} \times I_{S_x}^2 \right) + \left\{ \frac{f_s \times C_{OSS,S_x}}{2} \times V_{S_x}^2 \right\}, & \text{para MOSFETs} \\ \left( V_{CE(on),S_x} \times \overline{I_{S_x}} \right) + \left\{ \frac{f_s \times C_{OES,S_x}}{2} \times V_{S_x}^2 \right\}, & \text{para IGBTs} \end{cases}, \quad (3.64)$$

onde  $I_{S_x}^2$ ,  $\overline{I_{S_x}}$  e  $V_{S_x}$  são dados pelas equações (3.58), (3.62) e (3.63), respectivamente.

A primeira parcela da equação (3.64) representa a perda em condução no interruptor auxiliar ( $P_{on, S_x}$ ), conforme pode ser observado na equação (3.53), sendo proporcional ao valor de corrente que circula através deste. A segunda, representa a perda capacitiva de turn-on ( $P_{Cout, S_x}$ ), conforme a equação (3.54), que é proporcional ao quadrado da tensão sobre o interruptor.

Conhecendo o efeito da relação de espiras sobre os valores de corrente média, corrente eficaz e tensão no interruptor auxiliar e analisando a equação (3.64), pode-se concluir que para minimizar a perda total de condução em  $S_x$  deve-se buscar uma relação de compromisso entre a perda em condução e a perda capacitiva no mesmo, pois o valor da relação de espiras ( $n$ ) reduz o primeiro termo desta equação, mas em contrapartida aumenta seu segundo termo.

A busca de um valor de  $n$  que minimize as perdas no interruptor se torna um processo bem simples quando, a partir da equação (3.64), se constrói o gráfico de perda total de condução ( $P_{T,S_x}$ ) em função da relação de espiras do acoplamento magnético ( $n$ ). Neste caso, a escolha adequada do valor de  $n$  é feita de forma visual e gráfica. No entanto, cabe ressaltar que para obter o gráfico de perda total, é necessário conhecer a priori os valores de tensão e os valores dos elementos do conversor; ou seja, faz-se necessário um pré-projeto

dos demais elementos do conversor, restando apenas a definição gráfica da relação de espiras ( $n$ ) que irá proporcionar mínimas perdas em  $S_x$ .

O exemplo de projeto que será apresentado posteriormente tornará mais claro este processo de escolha de  $n$  em busca da minimização da perda total de condução no interruptor auxiliar.

### 3.3.5. Metodologia de Projeto

Baseando-se nas considerações e equações apresentadas anteriormente, pode-se elaborar uma metodologia de projeto que permita dimensionar os componentes do conversor garantindo:

- Redução da perda de recuperação reversa do diodo de saída;
- Obtenção de comutação em zero de tensão durante a entrada em condução do interruptor principal;
- Redução da perda de comutação durante o bloqueio do interruptor principal;
- Minimização da perda total de condução do interruptor auxiliar.

A seguir, é apresentada passo a passo a metodologia de projeto proposta:

#### Primeiro Passo – Cálculo dos Elementos do Conversor CC-CC Básico

Os elementos do conversor CC-CC básico devem ser calculados seguindo a metodologia clássica de projeto apresentada na literatura [1, 2, 63].

#### Segundo Passo – Cálculo da Faixa de Valores de Relação de Espiras que Assegura Comutação em Zero de Tensão no Interruptor Principal

Uma vez conhecido o ganho de tensão do conversor ( $m$ ) através da equação (3.45), é possível estabelecer, a partir das Figuras 3.20, 3.21 ou 3.22, um valor

máximo ou mínimo de relação de espiras do acoplamento magnético que assegura a comutação em zero de tensão no interruptor principal.

### Terceiro Passo – Cálculo da Indutância Ressonante

Como pôde ser visto na seção 3.3.1, a indutância ressonante ( $L_r$ ) deve ser calculada a fim de manter a perda de recuperação reversa do diodo de saída em níveis aceitáveis. Para tal, deve-se controlar sua taxa de decrescimento de corrente.

A partir da equação (3.29), pode-se obter a seguinte relação:

$$L_r = (1+n) \times \left( \frac{V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}}{\frac{di_{D_o}(t)}{dt}} \right) \quad (3.65)$$

Uma vez que os valores de  $V_{CD}$ ,  $V_{BA}$  e  $V_{aux}$  já são conhecidos a priori, e que a etapa anterior nos fornece uma estimativa do valor de  $n$ , pode-se concluir que o valor de  $L_r$  depende da escolha da taxa de decrescimento de corrente no diodo  $D_o$ . Como visto no capítulo anterior, para que a perda de recuperação reversa de um diodo seja aceitável, é aconselhável que a taxa de decrescimento de corrente no mesmo durante o seu bloqueio seja inferior a 100 (A/μs).

### Quarto Passo – Escolha do Interruptor Auxiliar e Cálculo da Capacitância Ressonante

Dado o fato de tanto a entrada em condução quanto o bloqueio do interruptor auxiliar ocorrerem em zero de corrente, conclui-se que o tipo de dispositivo mais indicado para esta função é o IGBT. No entanto, em alguns casos práticos, dadas as restrições de operação ou até mesmo as especificações de projeto, pode acontecer que o uso de um MOSFET como interruptor auxiliar apresente melhores resultados em termos de redução de perdas e melhoria de rendimento global. Assim sendo, o interruptor auxiliar poderia ser escolhido

baseando-se em dois parâmetros: corrente média ou eficaz que circula por ele (dependendo do tipo de dispositivo utilizado: IGBT ou MOSFET) e máxima tensão suportada durante seu bloqueio. Uma vez que a corrente que circula pelo ramo série ressonante é pequena se comparada com a corrente que circula pelo interruptor principal, pode-se dizer que o fator que define a tecnologia do interruptor auxiliar a ser utilizado é a tensão suportada durante o bloqueio, dada pela equação (3.63). Ao utilizar a tensão como parâmetro para escolher o interruptor, já se estaria satisfazendo sua exigência de corrente máxima, uma vez que o valor real de corrente circulante será bem menor que o valor máximo suportado pelo dispositivo.

Por sua vez, o bloqueio em zero de tensão do interruptor principal é garantido pelo capacitor  $C_r$ , conforme visto na seção 3.3.3. Assim sendo, a partir da equação (3.51) é possível obter:

$$C_r = \frac{I_m \times t_f}{2 \times V_{Cf}}. \quad (3.66)$$

Uma vez que o interruptor auxiliar e o seu tempo de queda ( $t_f$ ) já são conhecidos, o valor de  $C_r$  é definido pelo valor desejado de tensão  $V_{Cf}$ . Como dito anteriormente, durante a escolha do valor de  $V_{Cf}$  deve haver uma relação de compromisso entre a redução da perda de comutação e o aumento da perda de razão cíclica no interruptor. A fim de atender a esta relação de compromisso, propõe-se utilizar valores de  $V_{Cf}$  entre 10 e 20% do valor máximo de tensão no interruptor, ou seja:

$$0,1 \times V_{CD} \leq V_{Cf} \leq 0,2 \times V_{CD}. \quad (3.67)$$

### Quinto Passo – Construção do Gráfico de Perda Total de Condução no Interruptor Auxiliar e Definição da Relação de Espiras que Produz Mínima Perda

Nas etapas anteriores foram definidos todos os elementos do conversor, exceto o valor final da relação de espiras do acoplamento magnético ( $n$ ). Este valor é

obtido a partir da construção do gráfico de perda total de condução no interruptor auxiliar utilizando-se a equação (3.64).

Com o auxílio do gráfico construído, deve-se escolher um valor de  $n$  que produza a menor perda de condução no interruptor auxiliar.

### Sexto Passo – Verificação da Comutação em Zero de Tensão no Interruptor Principal

Obtido o valor de  $n$  que produz mínima perda em  $S_x$ , deve-se agora verificar se ele está dentro da faixa de valores estabelecida no segundo passo da metodologia de projeto. Caso não esteja, deve-se buscar um interruptor auxiliar com capacitância de saída menor e repetir o processo a partir do quarto passo.

#### **3.4. Breve Estudo Comparativo entre as Soluções Propostas para Realizar a Fonte de Tensão Auxiliar**

Na seção 3.2 foram apresentadas três soluções possíveis de se obter a fonte de tensão auxiliar utilizando as tensões presentes no próprio conversor CC-CC: conectando o nó  $E$  ao nó  $A$ ,  $C$  ou  $D$ . Cada uma das três soluções conduz a valores distintos de  $V_{aux}$ , bem como a uma escolha diferenciada do valor da relação de espiras “ $n$ ” do acoplamento magnético, conforme pôde ser observado na Tabela 3.1 e nas Figuras 3.20, 3.21 e 3.22, respectivamente. Surge então a seguinte pergunta: qual solução seria mais vantajosa para determinado caso?

A resposta a esta pergunta não é simples, pois, como será mostrado a seguir, ela envolve uma relação de compromisso entre duas grandezas do conversor que estão relacionadas à perda total de condução no interruptor auxiliar: a máxima tensão sobre  $S_x$  e a relação de espiras do acoplamento magnético.

A máxima tensão à qual está submetido o interruptor auxiliar é dada pela equação (3.63), ou seja:

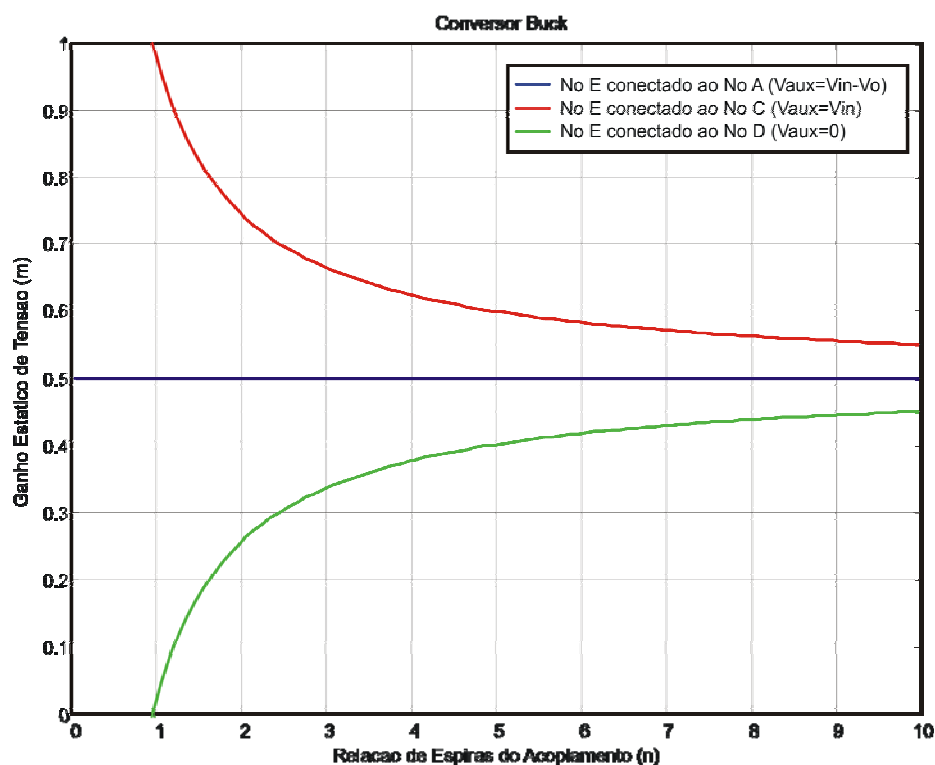
$$V_{Sx} = (V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}). \quad (3.68)$$

Dependendo do tipo de conversor e do ponto onde o nó  $E$  é conectado, os valores de  $V_{CD}$ ,  $V_{BA}$  e  $V_{aux}$  serão diferentes. A Tabela 3.3 apresenta os valores máximos de tensão considerando os diferentes tipos de conversor CC-CC e as possíveis conexões do nó  $E$ . Observando os valores apresentados na tabela, pode-se concluir que, independente do tipo de conversor, a conexão do nó  $E$  ao nó  $D$  sempre apresentará um valor de tensão mais elevado. Da mesma forma, a conexão ao nó  $C$  sempre apresentará um valor de tensão menor. Desta forma, do ponto de vista do máximo esforço de tensão ao qual o interruptor auxiliar estará submetido, pode-se dizer que a conexão do nó  $E$  ao nó  $C$  é a mais vantajosa das três opções.

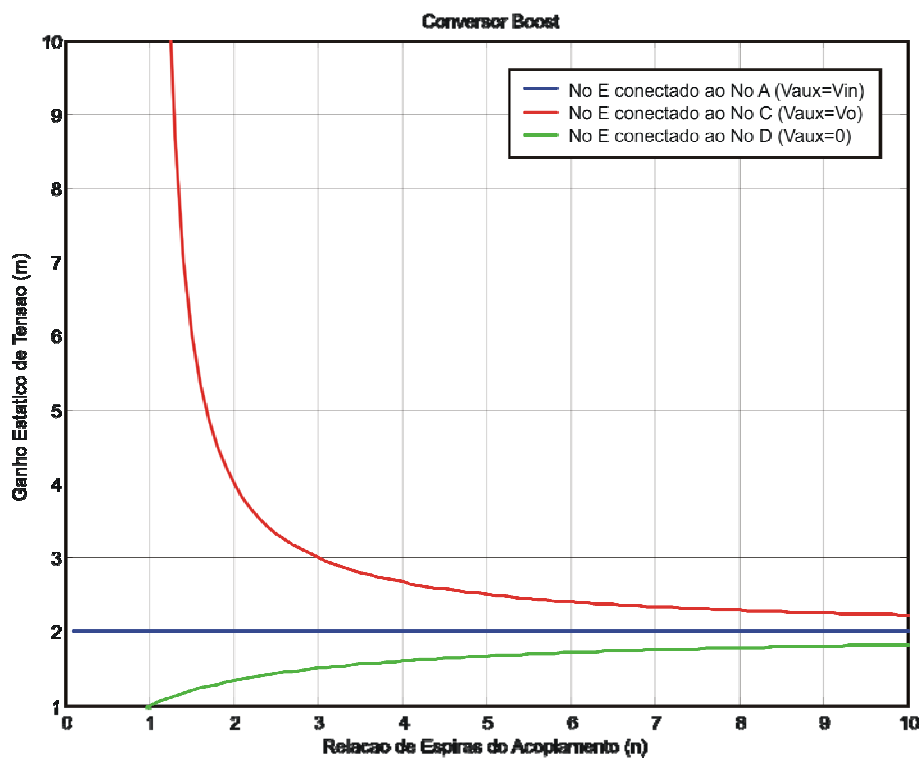
A fim de garantir a correta comutação do interruptor principal durante sua entrada em condução, é necessário trabalhar acima das curvas mostradas nas Figuras 3.20, 3.21 e 3.22, como visto na seção 3.3.2. Para uma maior comodidade, as mesmas figuras estão reproduzidas nas Figuras 3.24, 3.25 e 3.26.

**Tabela 3.3 – Máxima Tensão sobre o Interruptor Auxiliar para os Conversores ZVT com Fonte Auxiliar Magneticamente Acoplada**

Conversor	Conexão do nó E		
	Nó A	Nó C	Nó D
<i>Buck</i>	$V_{Sx} = (1+n) \times V_o$	$V_{Sx} = n \times V_o$	$V_{Sx} = V_{in} + n \times V_o$
<i>Boost</i>	$V_{Sx} = (1+n) \times (V_o - V_{in})$	$V_{Sx} = n \times (V_o - V_{in})$	$V_{Sx} = V_o + n \times (V_o - V_{in})$
<i>Buck-Boost</i> <i>Cuk, Sepic</i> <i>Zeta</i>	$V_{Sx} = (1+n) \times V_o$	$V_{Sx} = n \times V_o$	$V_{Sx} = V_{in} + (1+n) \times V_o$

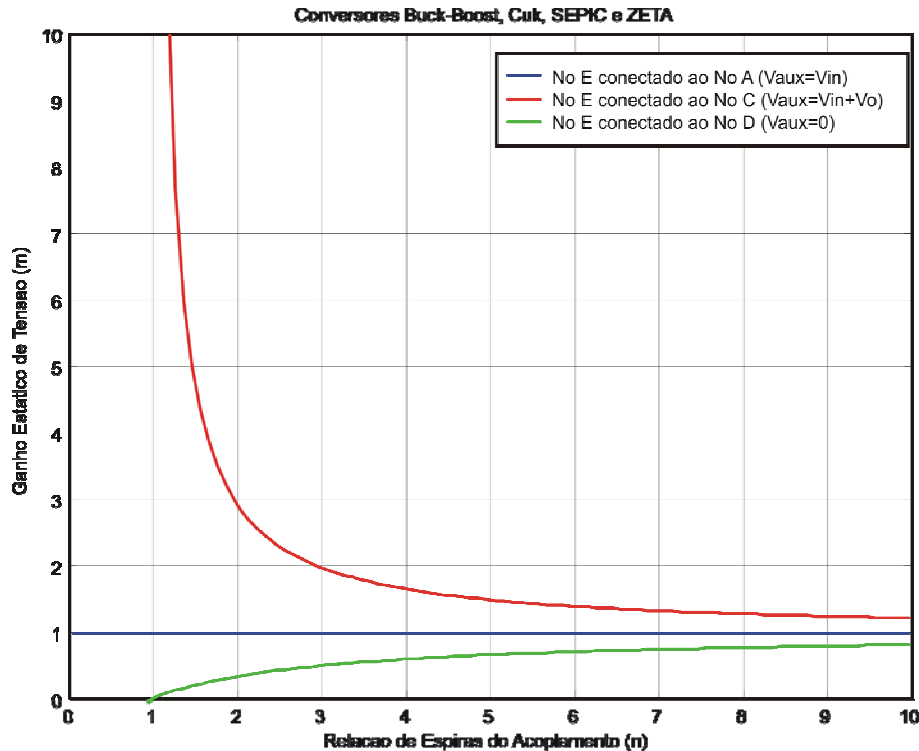


**Figura 3.24 – Limitação Operacional de Tensão para o Conversor *Buck* Proposto.**



**Figura 3.25 – Limitação Operacional de Tensão para o Conversor *Boost* Proposto.**





**Figura 3.26 – Limitação Operacional de Tensão para os Conversores *Buck-Boost*, *Ćuk*, *Sepic* e *Zeta* Propostos.**

Observando os gráficos, é possível concluir que:

- A conexão do nó *E* ao nó *D* (curva verde) facilita a escolha do valor de *n*, uma vez que, independente do tipo ou do valor de ganho de tensão do conversor, pode-se sempre obter um valor de  $n \leq 1$  que esteja acima da curva limite;
- A conexão do nó *E* ao nó *C* (curva vermelha) é a mais limitante das três, uma vez que a escolha de um valor de *n* pequeno só é possível nos casos em que o ganho de tensão do conversor é elevado. Por exemplo, a escolha de um valor de  $n \leq 2$  só seria possível caso o ganho de tensão do conversor fosse:
  - $0,75 \leq m \leq 1$ , no caso do conversor *Buck*;
  - $m \geq 4$ , no caso do conversor *Boost*;
  - $m \geq 3$ , no caso dos demais conversores.

É importante lembrar que a escolha de um valor de *n* pequeno é altamente desejável, uma vez que um enrolamento com número de espiras muito grande possui perdas por efeito Joule mais elevadas;

- Por fim, a conexão do nó  $E$  ao nó  $A$  (curva azul) também introduz algumas restrições operacionais. A única condição que deve ser satisfeita para que haja a correta comutação de  $S_o$  é que o ganho de tensão do conversor seja:
  - $0,5 \leq m \leq 1$ , no caso do conversor *Buck*;
  - $m \geq 2$ , no caso do conversor *Boost*;
  - $m \geq 1$ , no caso dos demais conversores.

Portanto, sempre é possível escolher um valor de  $n$  pequeno desde que o ganho de tensão do conversor esteja acima destes limites.

Pode-se então concluir que, do ponto de vista da entrada em condução do interruptor principal, a conexão do nó  $E$  ao nó  $D$  é a mais vantajosa das três opções.

Comparando as duas conclusões, pode-se observar que, durante o projeto do conversor e a escolha do tipo de conexão usada a fim de implementar a fonte de tensão auxiliar, há que se obter uma relação de compromisso entre os dois pontos analisados anteriormente, pois a conexão que é mais vantajosa em um deles é a menos vantajosa no outro.

A fim de facilitar a tomada de decisão sobre qual conexão adotar, propõe-se a seguinte via de regra:

- Nos casos em que o ganho de tensão do conversor é alto ( $m \geq 4$ , por exemplo), uma boa alternativa é conectar o nó  $E$  ao nó  $C$ . Com isso, obtém-se o menor estresse de tensão no interruptor auxiliar. Como o ganho de tensão é alto, é possível trabalhar com uma relação de espiras  $1 \leq n \leq 2$  o que garante uma perda por efeito Joule no indutor acoplado aceitável;
- Nos casos em que o ganho de tensão do conversor é:
  - $0,5 \leq m \leq 1$ , para conversores do tipo *Buck*;
  - $m \geq 2$ , para conversores do tipo *Boost*;
  - $m \geq 1$ , para os demais tipos conversores,

pode-se optar por conectar o nó  $E$  ao nó  $A$ , o que permitiria escolher um valor de  $n$  pequeno, reduzindo as perdas por efeito Joule no enrolamento; além de propiciar uma tensão máxima no interruptor auxiliar com um valor intermediário;

- Nos demais casos, deve-se conectar o nó  $E$  ao nó  $D$ .

### 3.5. Exemplo de Projeto

A fim de melhor ilustrar a metodologia de projeto proposta, são apresentados os exemplos de projeto de três conversores ZVT com fonte de tensão auxiliar CC magneticamente acoplada: conversor *Buck*, conversor *Boost* e conversor *Sepic*. A Tabela 3.4 apresenta as especificações de projeto para cada um dos três conversores.

**Tabela 3.4 – Especificações de Projeto para os Exemplos Apresentados**

	CONVERSOR <i>BUCK</i>	CONVERSOR <i>BOOST</i>	CONVERSOR <i>SEPIC</i>
<i>Tensão de Entrada (<math>V_{in}</math>)</i>	150 V	120 V	48 V
<i>Tensão de Saída (<math>V_o</math>)</i>	125 V	300 V	
<i>Potência de Saída (<math>P_o</math>)</i>	500 W		
<i>Frequência de Comutação (<math>f_s</math>)</i>	100 kHz		

#### 3.5.1. Conversor *Buck*

No exemplo de projeto apresentado a seguir, o nó  $E$  do conversor está conectado ao nó  $D$ ; desta forma, de acordo com a Tabela 3.1, a fonte de tensão auxiliar possui um valor igual a zero ( $V_{aux} = 0$ ). A seguir é apresentado passo a passo o dimensionamento e a escolha dos elementos do conversor.

##### 1. Primeiro Passo

De acordo com a metodologia clássica de projeto, a razão cíclica do conversor *Buck* é dada por:

$$D = \frac{V_o}{V_{in}} = 0,83. \quad (3.69)$$

Adotando uma ondulação de corrente no indutor igual a 5%, ou seja:

$$\Delta I_m = 0,05 \times I_o = 0,05 \times \frac{P_o}{V_o} = 0,2(A) \quad (3.70)$$

e uma ondulação de tensão de saída igual a 1%, ou seja:

$$\Delta V_o = 0,01 \times V_o = 1,25(V), \quad (3.71)$$

calculam-se os valores de indutância ( $L_m$ ) e de capacitância do filtro de saída ( $C_o$ ) como segue:

$$L_m = \frac{V_o \times (1-D)}{f_s \times \Delta I_m} = 1,06(mH) \quad (3.72)$$

e

$$C_o = \frac{4 \times V_o \times (1-D)}{\pi^3 \times f_s^2 \times L_m \times \Delta V_o} = 0,21(\mu F). \quad (3.73)$$

A corrente média e a tensão reversa no diodo  $D_o$  são dadas por:

$$\overline{i_{D_o}} = I_o = \frac{P_o}{V_o} = 4(A) \quad (3.74)$$

e

$$V_{D_o,r} = V_o = 125(V). \quad (3.75)$$

Baseando-se nestes valores, escolheu-se o diodo MUR820 como diodo de roda livre, que possui as seguintes características:

- $I_{F(AV)} = 8(A)$ , corrente média retificada;
- $V_F = 200(V)$ , máxima tensão reversa.

O valor máximo de corrente e de tensão no interruptor principal são:

$$i_{S_o,max} = I_m + \frac{\Delta I_m}{2} = 4,1(A) \quad (3.76)$$

e

$$V_{S_o, \max} = V_{in} = 150 \text{ V} . \quad (3.77)$$

Assim sendo, escolheu-se o MOSFET IRF640 como interruptor principal, que possui as seguintes características:

- $I_D = 18(A)$ , corrente de dreno contínua;
- $V_{(BR)DSS} = 200(V)$ , tensão de ruptura (*breakdown*) entre dreno e source;
- $R_{DS(on)} = 0,15(\Omega)$ , resistência em condução entre dreno e source;
- $C_{oss} = 185(pF)$ , capacitância de saída;
- $t_f = 5.5(ns)$ , tempo de queda (*fall time*).

## 2. Segundo Passo

Através da equação (3.45), pode-se calcular o ganho de tensão do conversor:

$$m = \frac{V_o}{V_{in}} = 0,83 . \quad (3.78)$$

De posse do valor de  $m$  e utilizando o gráfico da Figura 3.20, verifica-se que, para o ganho deste conversor (0,83), qualquer valor de  $n$  escolhido garantirá comutação em zero de tensão durante a entrada em condução do interruptor principal; uma vez que estaremos operando acima do limite operacional estabelecido pela equação (3.38) e representado na figura pela linha verde.

Uma vez que o próximo passo necessita de uma estimativa do valor de  $n$  a fim de dimensionar o indutor ressonante, por hora assumir-se-á uma relação de espiras máxima igual a um. Posteriormente, o valor de  $n$  será escolhido a fim de minimizar a perda de condução no interruptor auxiliar.

## 3. Terceiro Passo

O valor de indutância do indutor ressonante ( $L_r$ ) pode ser obtido a partir da equação (3.65). Lembrando que, de acordo com a Tabela 3.2, no conversor

*Buck*  $V_{CD} = V_{in}$  e  $V_{BA} = V_o$ ; e adotando uma taxa máxima de decrescimento de corrente no diodo  $D_o$  igual a 100 (A/μs) chega-se a:

$$L_r = (1+n) \times \left( \frac{V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}}{\frac{di_{D_o}(t)}{dt}} \right) = 5,5(\mu H). \quad (3.79)$$

#### 4. Quarto Passo

A máxima tensão sobre o interruptor auxiliar durante sua etapa de bloqueio é dada pela equação (3.63):

$$V_{sx} = (V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}) = 275(V). \quad (3.80)$$

Assim sendo, escolheu-se o IGBT IRG4BC30U como interruptor auxiliar, que possui as seguintes características:

- $I_C = 12(A)$ , corrente de coletor contínua;
- $V_{CE(breakdown)} = 600(V)$ , tensão de ruptura (*breakdown*) entre coletor e emissor;
- $V_{CE(on)} = 1,95(V)$ , tensão de saturação entre coletor e emissor;
- $C_{OES} = 73(pF)$ , capacitância de saída.

O valor de capacitância do capacitor ressonante ( $C_r$ ) pode ser obtido utilizando a equação (3.66). Sabendo que o interruptor principal (IRF640) possui um valor de  $t_f$  igual a 5,5(ns) e adotando um valor de  $V_{Cf}$  igual a 10% de  $V_{CD}$ , ou seja:

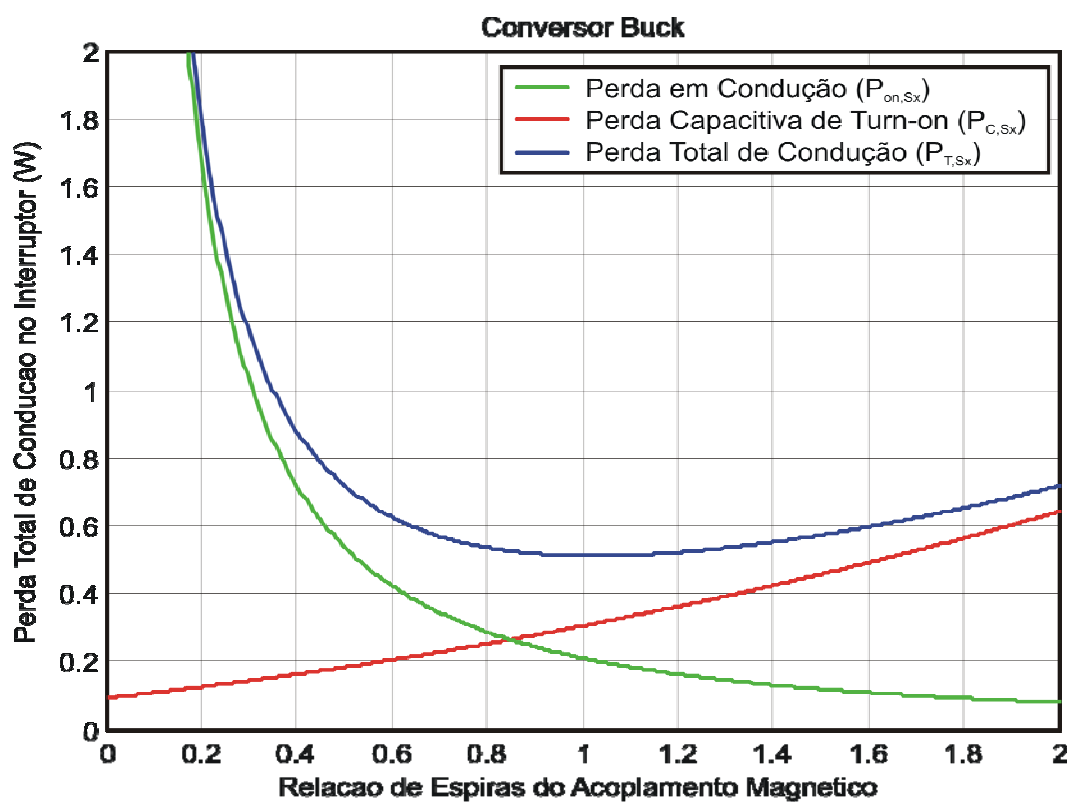
$$V_{Cf} = 0,1 \times V_{CD} = 15(V), \quad (3.81)$$

chega-se a:

$$C_r = \frac{I_o \times t_f}{2 \times V_{Cf}} = 0,73(nF). \quad (3.82)$$

### 5. Quinto Passo

Uma vez escolhido o interruptor auxiliar e conhecidos os valores de  $V_{CD}$ ,  $V_{BA}$ ,  $V_{DA}$ ,  $L_r$ ,  $C_r$  e  $I_m$ , pode-se construir o gráfico de Perda Total de Condução no Interruptor, com o auxílio das equações (3.58), (3.63) e (3.64). A Figura 3.27 mostra o gráfico de perda total de condução obtido. Observando o gráfico, pode-se concluir que a relação de espiras utilizada  $n=1$  é a que produz a menor perda total de condução no interruptor, devendo ser a relação de espiras adotada.



**Figura 3.27 – Perda Total de Condução no Interruptor Auxiliar para o Exemplo de Projeto do Conversor Buck.**

### 6. Sexto Passo

Após escolher a relação de espiras que produz a menor perda de condução em  $S_x$ , deve-se verificar se ela está dentro da faixa de valores obtida no segundo passo. No segundo passo concluiu-se que qualquer valor de  $n$  escolhido garantiria a comutação em zero de tensão no interruptor principal, logo, a relação de espiras adotada ( $n=1$ ) está dentro da faixa de valores admitidos.

A Tabela 3.5 apresenta de forma resumida o valor e modelo dos elementos do conversor *Buck* projetado.

**Tabela 3.5 – Valores e Modelos dos Elementos do Conversor *Buck* Projetado no Exemplo.**

INTERRUPTORES	
<i>Interruptor Principal (<math>S_o</math>)</i>	IRF640
<i>Interruptor Auxiliar (<math>S_x</math>)</i>	IRG4BC30U
DIODOS	
<i>Diodo de Saída (<math>D_o</math>)</i>	MUR820
<i>Diodo Série Ressonante (<math>D_r</math>)</i>	MUR820
INDUTÂNCIAS	
<i>Indutor do Filtro de Saída (<math>L_m</math>)</i>	1,06(mH)
<i>Indutor Ressonante (<math>L_r</math>)</i>	5,5(μH)
<i>Relação de Espiras do Indutor Acoplado (<math>n</math>)</i>	1,0
CAPACITÂNCIAS	
<i>Capacitor do Filtro de Saída (<math>C_o</math>)</i>	1,0(μF)
<i>Capacitor Ressonante (<math>C_r</math>)</i>	1,2(nF)

### 3.5.2. Conversor *Boost*

O conversor *Boost* projetado possui o nó E conectado ao nó A, desta forma, segundo a Tabela 3.1, a fonte de tensão auxiliar possui valor igual a ( $V_{aux} = V_{in}$ ).

O dimensionamento do conversor é apresentado a seguir.



### 1. Primeiro Passo

Novamente utilizando a metodologia clássica de projeto, pode-se calcular a razão cíclica do conversor:

$$D = \frac{V_o - V_{in}}{V_o} = 0,6. \quad (3.83)$$

Adotando uma ondulação de corrente no indutor *Boost* igual a 15%, ou seja:

$$\Delta I_m = 0,15 \times I_m = 0,63(A) \quad (3.84)$$

e uma ondulação de tensão de saída igual a 1%, ou seja:

$$\Delta V_o = 0,01 \times V_o = 3(V), \quad (3.85)$$

pode-se calcular os valores de  $L_m$  e  $C_o$ :

$$L_m = \frac{V_{in} \times D}{f_s \times \Delta I_m} = 1,14(mH) \quad (3.86)$$

e

$$C_o = \frac{I_o \times D}{f_s \times \Delta V_o} = 3,3(\mu F). \quad (3.87)$$

A corrente média e a tensão reversa no diodo  $D_o$  são dadas por:

$$\overline{i_{D_o}} = I_o = \frac{P_o}{V_o} = 1,67(A) \quad (3.88)$$

e

$$V_{D_o,r} = V_o = 300(V). \quad (3.89)$$

Baseando-se nestes valores, escolheu-se o diodo 8ETH06 como diodo de saída, que possui as seguintes características:

- $I_{F(AV)} = 8(A)$ , corrente média retificada;
- $V_{BR} = 600(V)$ , máxima tensão reversa.

O valor máximo de corrente e de tensão no interruptor principal são:

$$i_{S_o,max} = I_m + \frac{\Delta I_m}{2} = 4,52(A) \quad (3.90)$$

e

$$V_{S_o, \max} = V_o = 300(V). \quad (3.91)$$

Assim sendo, escolheu-se o MOSFET IRFP360 como interruptor principal, que possui as seguintes características:

- $I_D = 23(A)$ , corrente de dreno contínua;
- $V_{(BR)DSS} = 400(V)$ , tensão de ruptura (*breakdown*) entre dreno e source;
- $R_{DS(on)} = 0,2(\Omega)$ , resistência em condução entre dreno e source;
- $C_{oss} = 1100(pF)$ , capacitância de saída;
- $t_f = 67(ns)$ , tempo de queda (*fall time*).

## 2. Segundo Passo

O ganho de tensão do conversor *Boost* é dado por:

$$m = \frac{V_o}{V_{in}} = 2,5. \quad (3.92)$$

Através do gráfico da Figura 3.21 pode-se verificar que para o ganho de tensão da equação (3.92), qualquer relação de espiras garante a comutação em zero de tensão do interruptor principal, pois se está trabalhando acima da curva azul que representa o limite operacional dado pela equação (3.39). Por esta razão, não será necessário fazer a verificação da comutação de  $S_o$  apresentada no sexto passo de projeto.

Como no exemplo de projeto do conversor *Buck*, será adotado um valor de relação de espiras do acoplamento igual a 1, que será posteriormente verificado no quinto passo.

### 3. Terceiro Passo

Segundo a Tabela 3.2, para o conversor *Boost*,  $V_{CD} = V_o$  e  $V_{BA} = V_o - V_{in}$ . Como no caso do conversor *Buck*, adotando uma taxa de decrescimento de corrente em  $D_o$  igual a 100 (A/μs), pode-se calcular o valor de  $L_r$  como segue:

$$L_r = (1+n) \times \left( \frac{V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}}{\frac{di_{D_o}(t)}{dt}} \right) = 7,2 (\mu H). \quad (3.93)$$

### 4. Quarto Passo

A tensão sobre o interruptor auxiliar durante seu bloqueio é dada por:

$$V_{sx} = (V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}) = 360(V). \quad (3.94)$$

Logo, pode-se escolher o IGBT IRG4BC30U como interruptor auxiliar, que possui as seguintes características:

- $I_C = 12(A)$ , corrente de coletor contínua;
- $V_{CE(breakdown)} = 600(V)$ , tensão de ruptura (*breakdown*) entre coletor e emissor;
- $V_{CE(on)} = 1,95(V)$ , tensão de saturação entre coletor e emissor;
- $C_{OES} = 73(pF)$ , capacitância de saída.

Escolhido o interruptor principal (IRFP360), sabendo que o mesmo possui um tempo de queda (*fall time*) igual a 67(ns) e adotando um valor de tensão em  $C_r$  ao final do tempo de queda ( $V_{cf}$ ) igual a 15% da tensão máxima sobre o mesmo, ou seja:

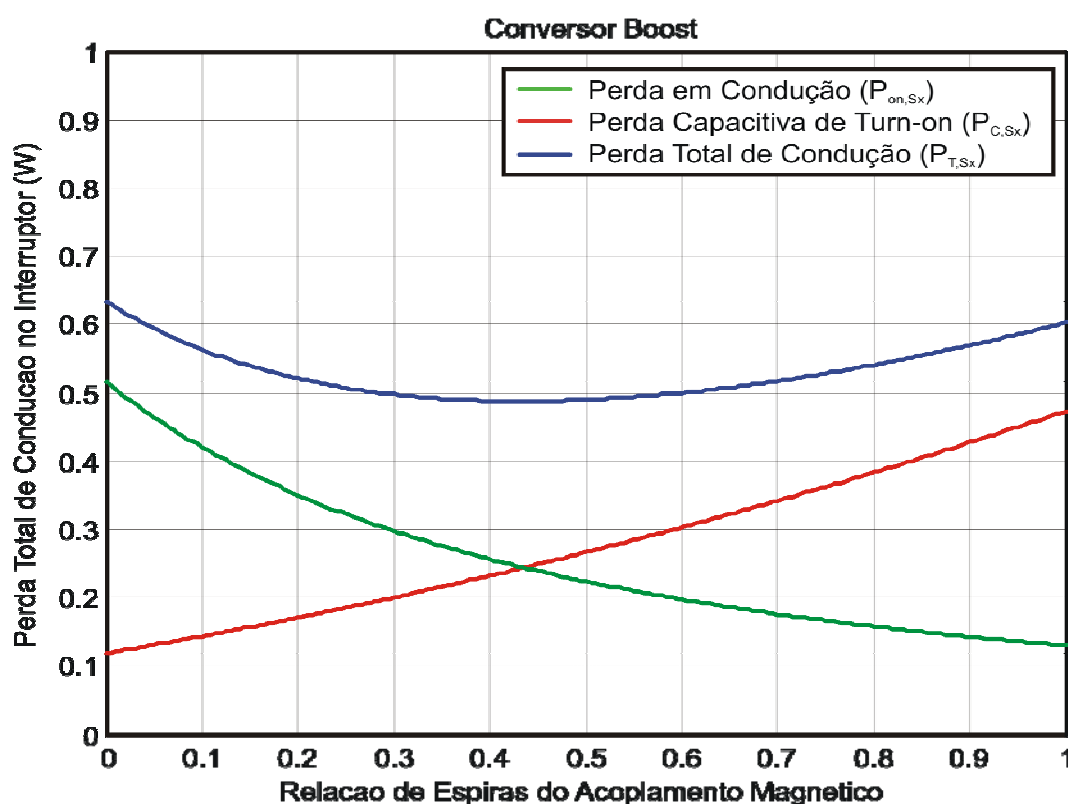
$$V_{cf} = 0,15 \times V_{CD} = 45(V), \quad (3.95)$$

pode-se calcular o valor da capacitância  $C_r$ :

$$C_r = \frac{I_o \times t_f}{2 \times V_{cf}} = 1,2(nF). \quad (3.96)$$

### 5. Quinto Passo

De posse dos valores e características dos elementos do conversor *Boost*, como no exemplo anterior, pode-se construir o gráfico de Perda Total de Condução no Interruptor Auxiliar, que irá ajudar na escolha da relação de espiras do acoplamento magnético. Observando o gráfico apresentado na Figura 3.28, conclui-se que a relação de espiras igual a 0,44 proporciona a menor perda total de condução no elemento, devendo então ser a relação real adotada.



**Figura 3.28 – Perda Total de Condução no Interruptor Auxiliar para o Exemplo de Projeto do Conversor *Boost*.**

A Tabela 3.6 apresenta de forma resumida o valor e modelo dos elementos do conversor *Boost* projetado.

**Tabela 3.6 – Valores e Modelos dos Elementos do Conversor Boost Projetado no Exemplo.**

INTERRUPTORES	
<i>Interruptor Principal (<math>S_o</math>)</i>	IRFP360
<i>Interruptor Auxiliar (<math>S_x</math>)</i>	IRG4BC30U
DIODOS	
<i>Diodo de Saída (<math>D_o</math>)</i>	8ETH06
<i>Diodo Série Ressonante (<math>D_r</math>)</i>	8ETH06
INDUTÂNCIAS	
<i>Indutor Boost (<math>L_m</math>)</i>	1,14(mH)
<i>Indutor Ressonante (<math>L_r</math>)</i>	7,2(μH)
<i>Relação de Espiras do Indutor Acoplado (<math>n</math>)</i>	0,44
CAPACITÂNCIAS	
<i>Capacitor do Filtro de Saída (<math>C_o</math>)</i>	4,7(μF)
<i>Capacitor Ressonante (<math>C_r</math>)</i>	1,2(nF)

### 3.5.3. Conversor Sepic

No projeto do conversor Sepic, mostrado a seguir, o nó E está conectado ao nó C. Assim sendo, de acordo com a Tabela 3.1,  $V_{aux} = (V_o + V_{in})$ . A seguir, é apresentado cada passo do dimensionamento do conversor.

#### 1. Primeiro Passo

Mais uma vez, utilizando a metodologia clássica de projeto, pode-se calcular a razão cíclica do conversor:

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_{in}} = 0,86. \quad (3.97)$$

Adotando uma ondulação de corrente no indutor de entrada ( $L_m$ ) e uma ondulação de corrente no indutor de saída ( $L_1$ ) iguais a 5%, ou seja:

$$\Delta I_m = 0,05 \times I_m = 0,52(A) \quad (3.98)$$

$$\Delta I_{L_1} = 0,05 \times I_{L_1} = 0,08(A) \quad (3.99)$$

uma ondulação de tensão de saída ( $\Delta V_o$ ) e uma ondulação de tensão no capacitor intermediário ( $\Delta V_{C_A}$ ) iguais a 1%, ou seja:

$$\Delta V_o = 0,01 \times V_o = 3(V) \quad (3.100)$$

$$\Delta V_{C_A} = 0,01 \times V_{in} = 0,48(V), \quad (3.101)$$

pode-se calcular os valores de  $L_m$ ,  $L_1$ ,  $C_o$  e  $C_A$ :

$$L_m = \frac{V_{in} \times D}{f_s \times \Delta I_m} = 794(\mu H), \quad (3.102)$$

$$L_1 = \frac{V_{in} \times D}{f_s \times \Delta I_{L_1}} = 5,2(mH), \quad (3.103)$$

$$C_o = \frac{I_o \times D}{f_s \times \Delta V_o} = 4,8(\mu F) \quad (3.104)$$

e

$$C_A = \frac{I_o \times D}{f_s \times \Delta V_{C_A}} = 29,9(\mu F). \quad (3.105)$$

É desejável que o conversor Sepic ainda opere no modo de condução contínua para uma potência de saída igual ou superior a 10% do valor nominal. Desta forma, a resistência de saída crítica é dada por:

$$R_{o,crit} = \frac{V_o^2}{0,1 \times P_o} = 1800(\Omega) \quad (3.106)$$

A indutância equivalente neste caso é dada por:

$$L_{eq,min} = \frac{L_m \times L_1}{L_m + L_1} = \frac{R_{o,crit} \times (1-D)^2}{2 \times f_s} = 176(\mu H) \quad (3.107)$$

e, conseqüentemente, o valor de  $L_1$  deve ser:

$$L_1 \geq \frac{L_m \times L_{eq,min}}{L_m - L_{eq,min}} = 316(\mu H). \quad (3.108)$$

Observando a equação (3.103), pode-se concluir que o limite estabelecido pela equação (3.108) está satisfeito.

A corrente média e a tensão reversa no diodo  $D_o$  são dadas por:

$$\overline{i_{D_o}} = I_o = \frac{P_o}{V_o} = 1,67(A) \quad (3.109)$$

e

$$V_{D_o,r} = V_{in} + V_o = 420(V). \quad (3.110)$$

Baseando-se nestes valores, escolheu-se o diodo 8ETH06, cujas características foram apresentadas na seção 3.4.2 (Primeiro Passo).

O valor máximo de corrente e de no interruptor principal são:

$$i_{S_o,max} = I_m + I_o + \frac{(\Delta I_m + \Delta I_{L_1})}{2} = 12,41(A) \quad (3.111)$$

e

$$V_{S_o,max} = V_{in} + V_o = 420(V). \quad (3.112)$$

Assim sendo, escolheu-se o MOSFET IRFP460 como interruptor principal, que possui as seguintes características:

- $I_D = 20(A)$ , corrente de dreno contínua;
- $V_{(BR)DSS} = 500(V)$ , tensão de ruptura (*breakdown*) entre dreno e source;

- $R_{DS(on)} = 0,27(\Omega)$ , resistência em condução entre dreno e source;
- $C_{oss} = 870(pF)$ , capacitância de saída;
- $t_f = 58(ns)$ , tempo de queda (*fall time*).

## 2. Segundo Passo

O ganho de tensão do conversor *sepic* é:

$$m = \frac{V_o}{V_{in}} = 6,25. \quad (3.113)$$

Através do gráfico da Figura 3.21 pode-se verificar que para o ganho de tensão da equação (3.113), somente relações de espiras maiores que 1,5 garantem a comutação em zero de tensão do interruptor principal (região do gráfico acima da curva vermelha). Por hora, adotar-se-á um valor de  $n$  igual a 1,5, que será posteriormente verificado no quinto e no sexto passos.

## 3. Terceiro Passo

De acordo com a Tabela 3.2, no conversor Sepic,  $V_{CD} = V_{in} + V_o$  e  $V_{BA} = V_o$ . Como nos exemplos anteriores, adotando uma taxa de decrescimento de corrente em  $D_o$  igual a 100 (A/ $\mu$ s), pode-se calcular o valor de  $L_r$ :

$$L_r = (1+n) \times \left( \frac{V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}}{\frac{di_{D_o}(t)}{dt}} \right) = 11,25(\mu H). \quad (3.114)$$

## 4. Quarto Passo

A tensão sobre o interruptor auxiliar durante seu bloqueio é dada por:

$$V_{sx} = (V_{CD} + n \times V_{BA} - V_{aux}) = 450(V). \quad (3.115)$$

Logo, pode-se escolher o IGBT IRG4BC30U como interruptor auxiliar, que possui as seguintes características:



- $I_C = 12(A)$ , corrente de coletor contínua;
- $V_{CE(breakdown)} = 600(V)$ , tensão de ruptura (*breakdown*) entre coletor e emissor;
- $V_{CE(on)} = 1,95(V)$ , tensão de saturação entre coletor e emissor;
- $C_{OES} = 73(pF)$ , capacitância de saída.

Sabendo que o interruptor principal será um MOSFET IRFP460, que o mesmo possui um tempo de queda (*fall time*) igual a 58(ns) e adotando um valor de tensão em  $C_r$  ao final do tempo de queda ( $V_{Cf}$ ) igual a 15% da tensão máxima sobre o mesmo, ou seja:

$$V_{Cf} = 0,15 \times V_{CD} = 52,2(V), \quad (3.116)$$

pode-se calcular o valor da capacitância  $C_r$ :

$$C_r = \frac{I_o \times t_f}{2 \times V_{Cf}} = 0,92(nF). \quad (3.117)$$

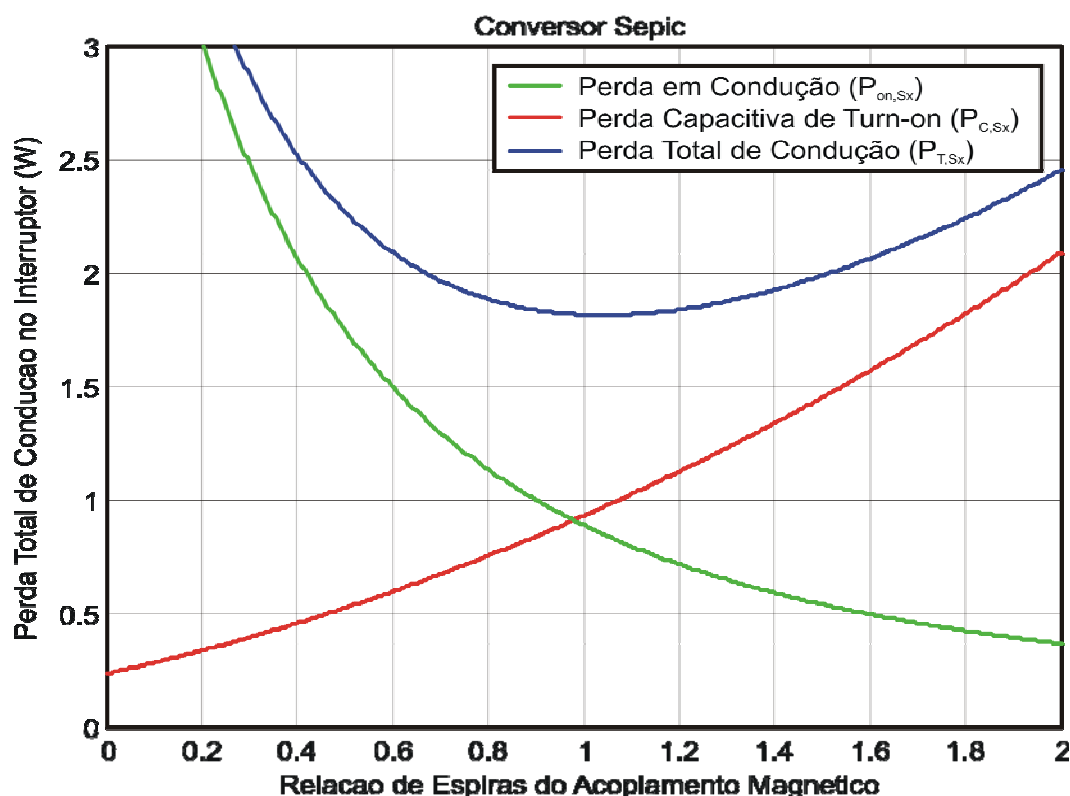
### 5. Quinto Passo

Um vez conhecidos os valores e características dos elementos do conversor Sepic, como nos exemplos anteriores, pode-se construir o gráfico de Perda Total de Condução no Interruptor Auxiliar, mostrado na Figura 3.29. Observando o gráfico, pode-se concluir que a relação de espiras que produz menor perda total no interruptor é igual a 1,1.

### 6. Sexto Passo

Durante o segundo passo, concluiu-se que para garantir comutação em zero de tensão no interruptor principal, dever-se-ia trabalhar com uma relação de espiras mínima igual a 1,5. Entretanto, no quinto passo, concluiu-se que a relação de espiras igual a 1,1 é a que produz menor perda de condução no interruptor auxiliar. Desta forma, chega-se a um impasse pois a relação de espiras que produz menor perda em  $S_x$  é inferior à relação mínima que garante a comutação de  $S_o$ . Observando novamente o gráfico da Figura 3.29, pode-se verificar que trabalhar com um valor de  $n = 1,5$  significa um acréscimo na perda

de condução de  $S_x$  pequeno (inferior a 0,3 watts). Sabendo também que o nível de potência processado pelo interruptor auxiliar é inferior ao nível de potência do interruptor principal, optou-se por trabalhar com um valor de relação de espiras igual a 1,5. Com isso a perda em  $S_x$  será um pouco maior que a mínima possível, mas ainda assim, bem inferior à da implementação sem acoplamento. Além disso, se garante comutação não dissipativa em  $S_o$ , que processa níveis de potência maiores.



**Figura 3.29 – Perda Total de Condução no Interruptor Auxiliar para o Exemplo de Projeto do Conversor Sepic.**

A Tabela 3.7 apresenta de forma resumida o valor e modelo dos elementos do conversor Sepic projetado.

**Tabela 3.7 – Valores e Modelos dos Elementos do Conversor Sepic Projetado no Exemplo.**

<b>INTERRUPTORES</b>	
<i>Interruptor Principal (<math>S_o</math>)</i>	IRFP460
<i>Interruptor Auxiliar (<math>S_x</math>)</i>	IRG4BC30U
<b>DIODOS</b>	
<i>Diodo de Saída (<math>D_o</math>)</i>	8ETH06
<i>Diodo Série Ressonante (<math>D_r</math>)</i>	8ETH06
<b>INDUTÂNCIAS</b>	
<i>Indutor de Entrada ou Principal (<math>L_m</math>)</i>	794( $\mu$ H)
<i>Indutor de Saída (<math>L_1</math>)</i>	5,2(mH)
<i>Indutor Ressonante (<math>L_r</math>)</i>	11,25( $\mu$ H)
<i>Relação de Espiras do Indutor Acoplado (<math>n</math>)</i>	1,5
<b>CAPACITÂNCIAS</b>	
<i>Capacitor do Filtro de Saída (<math>C_o</math>)</i>	4,7( $\mu$ F)
<i>Capacitor Intermediário (<math>C_A</math>)</i>	30( $\mu$ F)
<i>Capacitor Ressonante (<math>C_r</math>)</i>	1(nF)

### 3.6. Conclusão

Neste capítulo, foi apresentado um estudo dos conversores ZVT com fonte de tensão auxiliar CC magneticamente acoplada. A partir de um circuito equivalente generalizado, foram descritas as etapas de operação do conversor proposto. Também foram obtidas as principais equações matemáticas que descrevem o comportamento do conversor. O circuito generalizado foi aplicado à família de conversores CC-CC básicos, gerando, no total, dezoito novas topologias; considerando três possibilidades de obtenção da fonte de tensão

auxiliar a partir das fontes já presentes na topologia CC-CC básica. Foram obtidas equações de projeto que garantem uma comutação suave para o diodo  $D_o$ , para o interruptor  $S_o$  e para o interruptor  $S_x$ . Além disso, foi apresentada uma metodologia de projeto que possibilita minimizar a perda total de condução no interruptor auxiliar através de uma escolha adequada da relação de espiras do acoplamento magnético. Finalizando o capítulo, foram apresentados três exemplos de projeto que ilustram claramente a metodologia de projeto proposta. No próximo capítulo, serão apresentados os resultados obtidos a partir da simulação dos exemplos de projeto mostrados no capítulo 2 e neste capítulo.

## CAPÍTULO 4

---

### Simulação dos Conversores *ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar Magneticamente Acoplada Propostos

---



**N**os dois últimos capítulos, foram apresentadas duas propostas de conversores ZVT utilizando acoplamento magnético: os conversores com fonte de tensão auxiliar chaveada e os conversores com fonte de tensão auxiliar CC. Foram descritas as etapas de operação e obtidas equações de projeto que permitem dimensionar os elementos do conversor. Além disso, foram mostrados exemplos de projeto que ilustram o uso das equações e da metodologia de projeto apresentada.

No intuito de verificar o correto funcionamento dos conversores e validar a metodologia de projeto proposta, foram realizadas simulações de cada um dos conversores projetados como exemplo nos capítulos 2 e 3 utilizando o programa “*PSpice*”. A seguir, são apresentados os circuitos e componentes utilizados nas simulações e os resultados de simulação obtidos para cada tipo de conversor.

#### **4.1. Simulação do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada**

Entre os conversores ZVT com fonte de tensão auxiliar chaveada magneticamente acoplada apresentados no capítulo 2, optou-se pela simulação do conversor *Boost* devido à sua robustez, simplicidade e ampla gama de aplicações (fontes de alimentação, pré-reguladores de fator de potência, etc.).

O dimensionamento dos elementos do conversor *Boost* magneticamente acoplado foi apresentado no capítulo 2 (seção 2.4) e os valores dos elementos obtidos através da metodologia de cálculo proposta, encontram-se resumidos na Tabela 4.1. Estes mesmos valores foram utilizados na simulação do conversor.

A Tabela 4.2 apresenta os modelos dos dispositivos semicondutores utilizados na simulação do circuito. Pode-se notar que alguns dispositivos são diferentes dos apresentados no exemplo de projeto (capítulo 2), uma vez que não se

encontravam presentes nas bibliotecas de dispositivos do programa *PSpice*. Nestes casos, procurou-se utilizar modelos de dispositivos equivalentes aos obtidos durante a etapa de projeto.

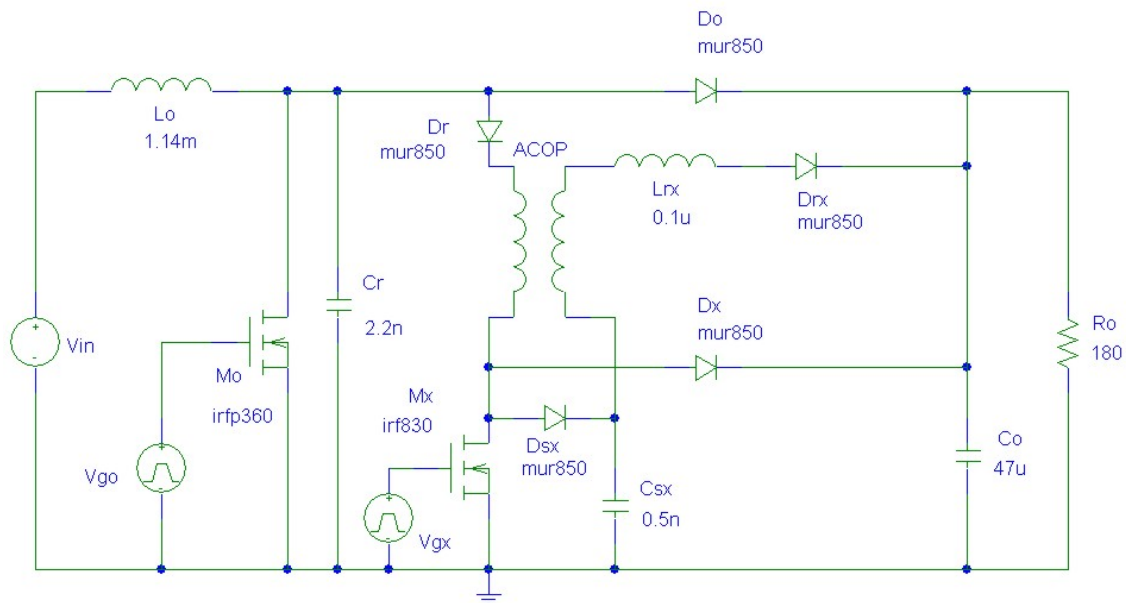
**Tabela 4.1 – Elementos Passivos do Conversor *Boost ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada Utilizados na Simulação.**

INDUTÂNCIAS	
<i>Indutor do Filtro de Saída (<math>L_m</math>)</i>	1,14 mH
<i>Indutor Ressonante (<math>L_r</math>)</i>	10 $\mu$ H
<i>Indutor Ressonante Auxiliar (<math>L_{rx}</math>)</i>	0,1 $\mu$ H
<i>Relação de Espiras do Indutor Acoplado (<math>n</math>)</i>	0,5
CAPACITÂNCIAS	
<i>Capacitor do Filtro de Saída (<math>C_o</math>)</i>	47 $\mu$ F
<i>Capacitor Ressonante (<math>C_r</math>)</i>	2,2 nF
<i>Capacitor Ressonante Auxiliar (<math>C_{sx}</math>)</i>	0,5 nF

**Tabela 4.2 – Dispositivos Semicondutores do Conversor *Boost ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada Utilizados na Simulação.**

INTERRUPTORES	
<i>Interruptor Principal (<math>S_o</math>)</i>	IRFP360
<i>Interruptor Auxiliar (<math>S_x</math>)</i>	IRF830
DIODOS	
<i>Diodo de Saída (<math>D_o</math>)</i>	MUR850
<i>Diodo Série Ressonante (<math>D_r</math>)</i>	
<i>Diodo Auxiliar de Grampeamento (<math>D_x</math>)</i>	
<i>Diodo Auxiliar do Snubber (<math>D_{sx}</math>)</i>	
<i>Diodo de Ressonância Auxiliar (<math>D_{rx}</math>)</i>	





**Figura 4.1 – Circuito Utilizado na Simulação do Conversor *Boost* ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**

\* Schematics Netlist \*

```

D_Dr      $N_0001 $N_0002 MUR850
M_Mo      $N_0001 $N_0003 0 0 IRFP360
V_Vgo     $N_0003 0 PULSE 0 15 0 1n 1n 5.3u 10u
D_Dx      $N_0004 $N_0005 MUR850
V_Vgx     $N_0006 0 PULSE 0 15 9u 1n 1n 1.5u 10u
L_Lrx     $N_0007 $N_0008 0.1u
D_Do      $N_0001 $N_0005 MUR850
R_Ro      $N_0005 0 180
C_Co      $N_0005 0 47u IC=300
L_Lo      $N_0009 $N_0001 1.14m IC=0
X_ACOP    $N_0002 $N_0004 $N_0007 $N_0010 BOOST_ACOP
D_Drx     $N_0008 $N_0005 MUR850
C_Cr      $N_0001 0 2.2n IC=300
V_Vin     $N_0009 0 DC 120
M_Mx      $N_0004 $N_0006 0 0 IRF830
D_Dsx     $N_0004 $N_0010 MUR850
C_Csx     $N_0010 0 0.5n

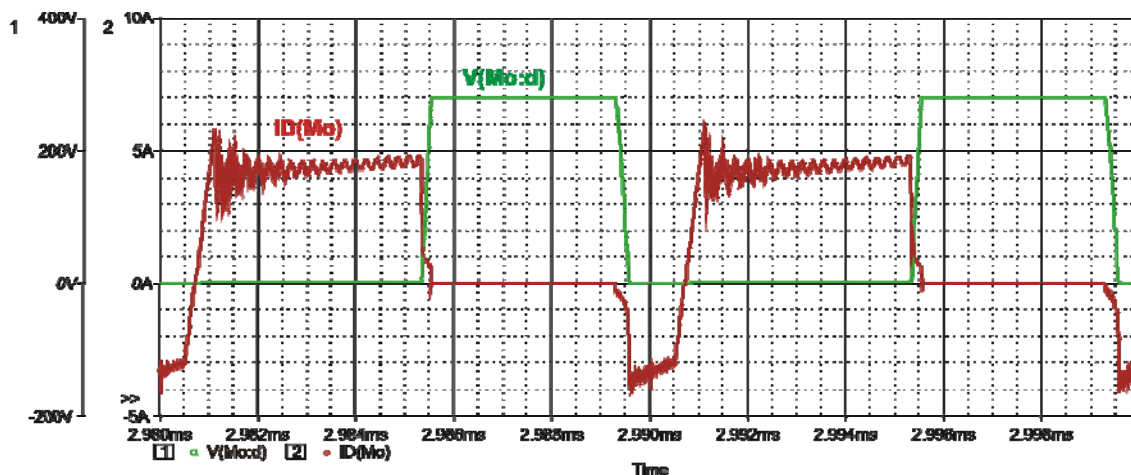
.subckt BOOST_ACOP 1 2 3 4
K_ACOP    L1_ACOP L2_ACOP 1
L1_ACOP   1 2 10u
L2_ACOP   3 4 2.5u
.ends BOOST_ACOP

```

**Figura 4.2 – Listagem de Componentes Utilizada na Simulação do Conversor *Boost* ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**

Os resultados de simulação obtidos são mostrados nas Figuras 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 e 4.6.

A tensão e a corrente no interruptor principal podem ser vistas na Figura 4.3. Pode-se observar que a entrada em condução do interruptor ocorre em zero de tensão e que há circulação de corrente através do diodo intrínseco do dispositivo, como esperado. Observa-se também que a presença do capacitor ressonante em paralelo com o interruptor é responsável pela comutação suave de sua tensão durante seu bloqueio, reduzindo assim sua perda de comutação.



**Figura 4.3 – Tensão e Corrente no Interruptor Principal ( $S_0$ ).**

A Figura 4.4 apresenta a tensão e a corrente no interruptor auxiliar e a Figura 4.5, um detalhe de sua comutação. Nesta, é possível observar com maior clareza os processos de entrada em condução e de bloqueio do interruptor. Observando as figuras, nota-se a entrada em condução em zero de corrente e o bloqueio em zero de tensão deste interruptor. É possível identificar também a corrente ressonante de descarga do capacitor  $C_{sx}$  refletida no primário do acoplamento magnético quando o interruptor auxiliar entra em condução.

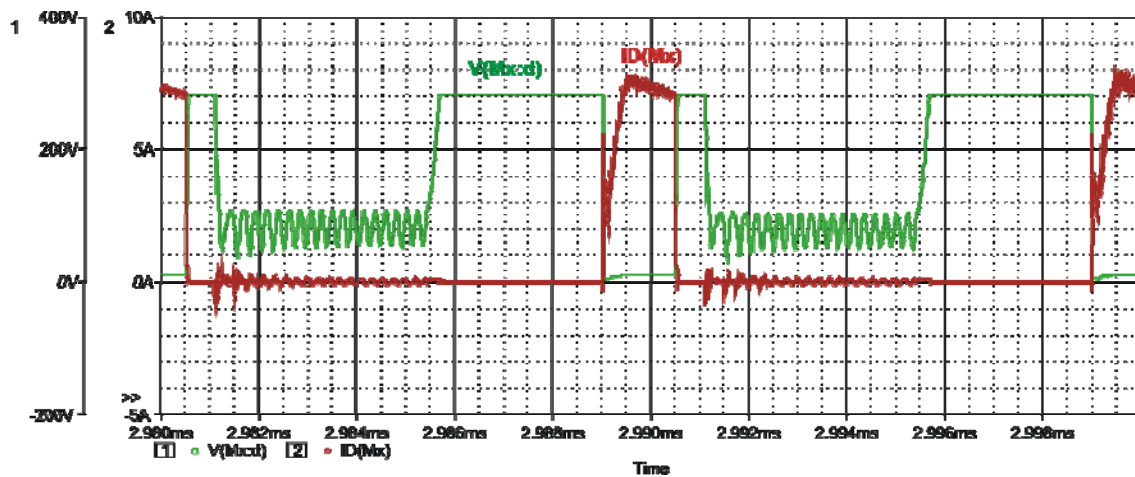


Figura 4.4 – Tensão e Corrente no Interruptor Auxiliar ( $S_x$ ).

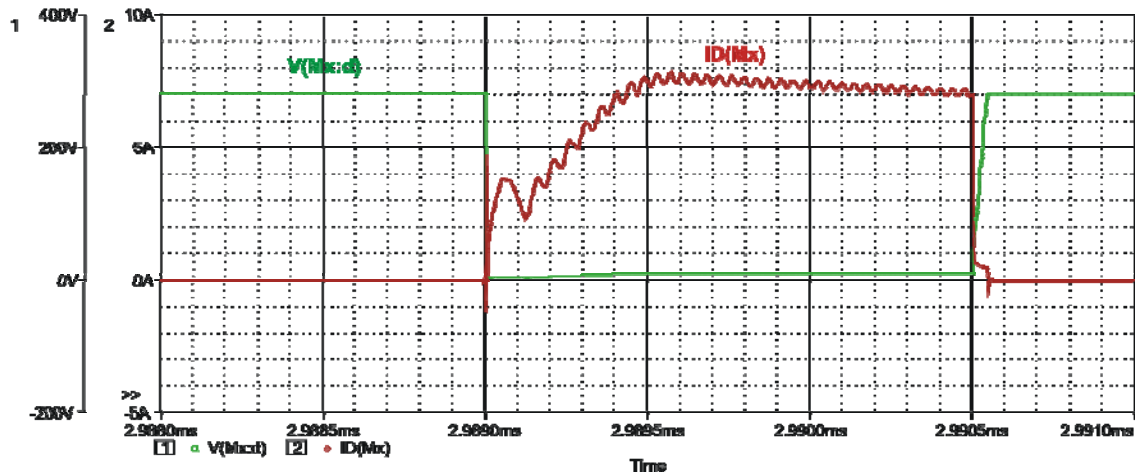
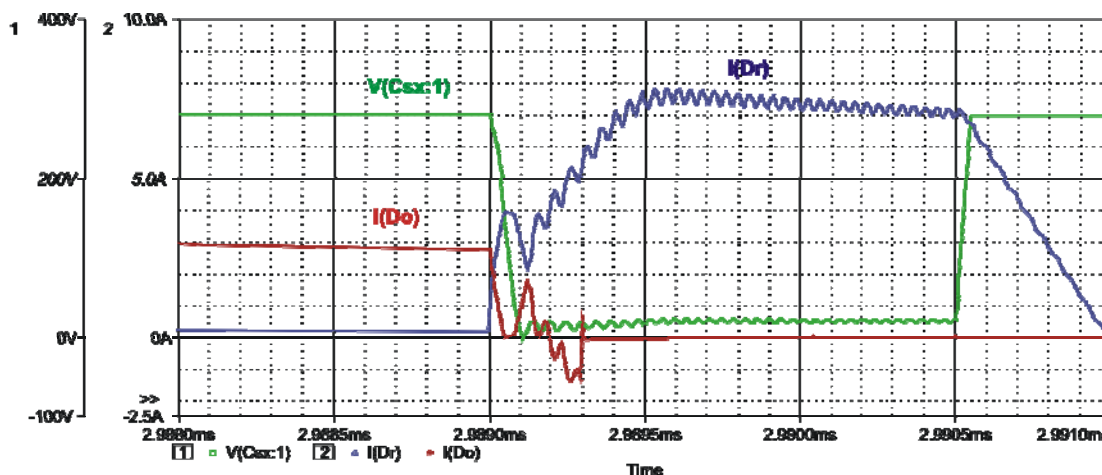


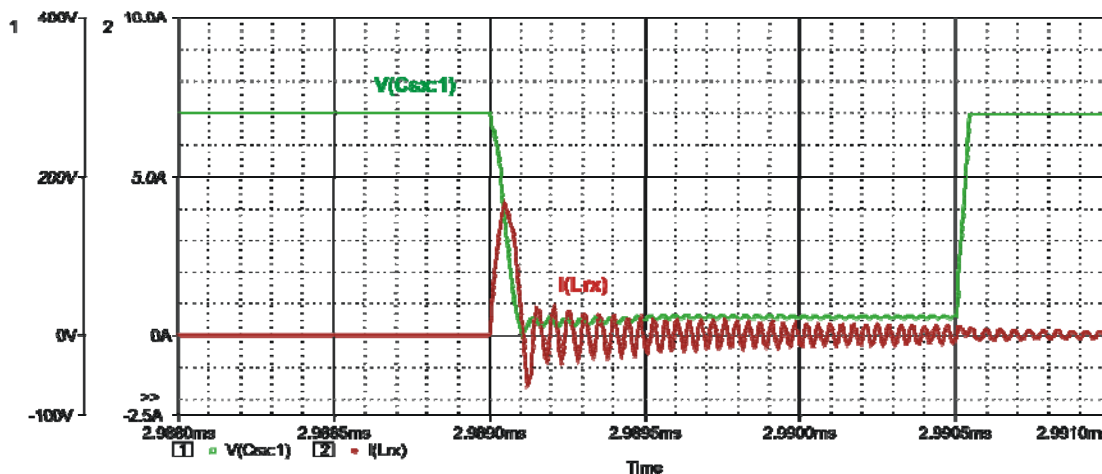
Figura 4.5 – Detalhe da Comutação do Interruptor Auxiliar.

A Figura 4.6 mostra a tensão sobre o capacitor  $C_{Sx}$ , a corrente no indutor ressonante ( $L_r$ ) e a corrente no diodo de saída ( $D_o$ ). Observando a corrente no diodo, pode-se verificar que a mesma é inferior ao valor da fonte de corrente ( $I_m$ ) durante toda a etapa de descarga ressonante do capacitor  $C_{Sx}$ . Desta forma, fica comprovado que através do uso da metodologia de projeto apresentada se consegue evitar a etapa adicional de ressonância cruzada descrita no capítulo 2. Analisando a corrente no indutor, é possível verificar também sua etapa de completa descarga linear, garantindo que a próxima etapa de entrada em condução do interruptor auxiliar ocorra em zero de corrente.



**Figura 4.6 – Tensão no Capacitor Ressonante Auxiliar ( $C_{sx}$ ), Corrente no Indutor Ressonante ( $L_r$ ) e Corrente no Diodo de Saída ( $D_o$ ).**

O processo de descarga ressonante do capacitor  $C_{sx}$  pode ser melhor visualizado através da Figura 4.7, onde é novamente apresentada a tensão sobre o capacitor, além da corrente no indutor ressonante auxiliar ( $L_{rx}$ ). Pode-se verificar através da figura que a tensão sobre o capacitor chega a zero e depois volta a crescer um pouco devido às oscilações parasitas e à recuperação reversa do diodo  $D_{rx}$ . Entretanto, o valor final alcançado pela tensão é bem pequeno, podendo ser desprezado.



**Figura 4.7 – Detalhe da Descarga Ressonante do Capacitor Ressonante Auxiliar.**

## **4.2. Simulação dos Conversores ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada**

No capítulo 3, foram apresentados os conversores ZVT com fonte de tensão auxiliar CC magneticamente acoplada. Também foram propostas três formas para se obter a fonte auxiliar  $V_{aux}$  destes conversores a partir das próprias tensões já presentes no circuito: conectando o nó E ao nó A, C ou D. A fim de comprovar correto funcionamento do conversor proposto nestes três casos, foram realizadas simulações de três conversores:

- Conversor *Buck* com nó E conectado ao nó D;
- Conversor *Boost* com nó E conectado ao nó A;
- Conversor *Sepic* com nó E conectado ao nó C.

Os resultados de simulação obtidos para os três casos foram satisfatórios, comprovando o funcionamento do conversor de acordo com a análise teórica apresentada no capítulo 3. Dado a semelhança das formas de onda de tensão e corrente nos elementos do conversor nos três casos analisados, apresentamos a seguir apenas os resultados obtidos para o conversor *Boost*.

### **4.2.1. Conversor *Boost***

Os elementos do conversor *Boost* foram dimensionados segundo a metodologia de projeto proposta no capítulo 3 (seção 3.4.2) e os valores obtidos, utilizados também na simulação do conversor, encontram-se resumidos na Tabela 4.3. Assim como na simulação dos conversores com fonte de tensão auxiliar chaveada, houve necessidade de utilizar dispositivos semicondutores equivalentes aos obtidos na seção 3.4.2, pois estes não se faziam presentes nas bibliotecas de componentes do programa de simulação. Desta forma, foram utilizados os dispositivos mostrados na Tabela 4.4 para a simulação do conversor.

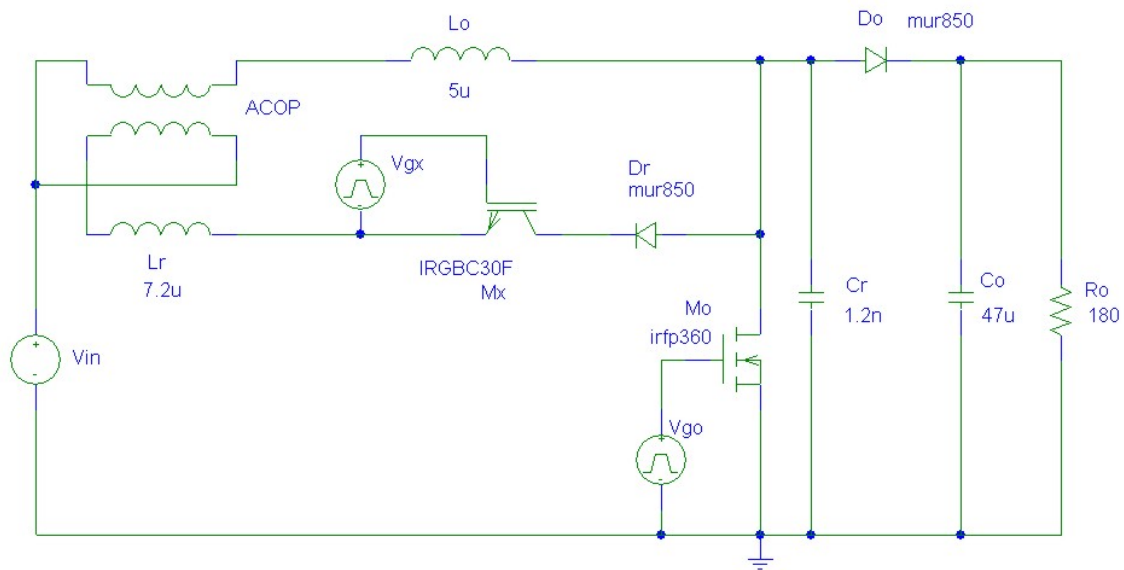
**Tabela 4.3 – Elementos Passivos do Conversor *Boost ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada Utilizados na Simulação.**

INDUTÂNCIAS	
<i>Indutor Boost (<math>L_m</math>)</i>	1,14 mH
<i>Indutor Ressonante Auxiliar (<math>L_{rx}</math>)</i>	7,2 $\mu$ H
<i>Relação de Espiras do Indutor Acoplado (<math>n</math>)</i>	0,4
CAPACITÂNCIAS	
<i>Capacitor do Filtro de Saída (<math>C_o</math>)</i>	47 $\mu$ F
<i>Capacitor Ressonante (<math>C_r</math>)</i>	1,2 nF

**Tabela 4.4 – Dispositivos Semicondutores do Conversor *Boost ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada Utilizados na Simulação.**

INTERRUPTORES	
<i>Interruptor Principal (<math>S_o</math>)</i>	IRFP360
<i>Interruptor Auxiliar (<math>S_x</math>)</i>	IRGBC30F
DIODOS	
<i>Diodo de Saída (<math>D_o</math>)</i>	MUR850
<i>Diodo Série Ressonante (<math>D_r</math>)</i>	

O circuito utilizado para simulação do conversor é mostrado na Figura 4.8 e a listagem de componentes, na Figura 4.9. Os resultados de simulação obtidos são apresentados nas Figuras 4.10, 4.11 e 4.12.



**Figura 4.8 – Circuito Utilizado na Simulação do Conversor *Boost ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada.**

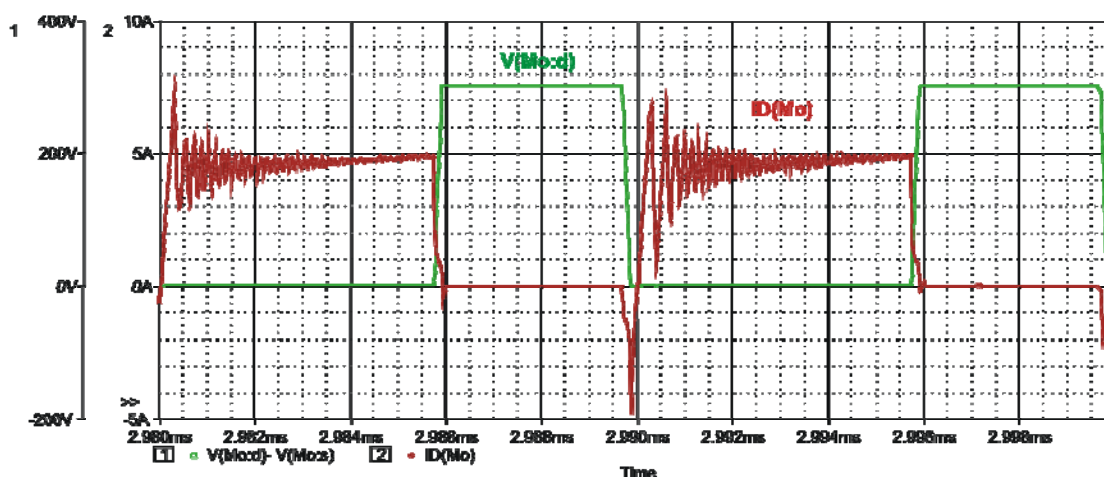
**\* Schematics Netlist \***

```
V_Vgo      $N_0001 0 PULSE 0 15 0 1n 1n 5.8u 10u
L_Lr       $N_0002 $N_0003 7.2u
V_Vgx      $N_0004 $N_0003 PULSE 0 15 9.5u 1n 1n 2.5u 10u
Z_Mx       $N_0005 $N_0004 $N_0003 IRGBC30F
D_Dr       $N_0006 $N_0005 MUR850
C_Cr       $N_0006 0 1.2n IC=300
C_Co       $N_0007 0 47u IC=300
R_Ro       $N_0007 0 180
D_Do       $N_0006 $N_0007 MUR850
M_Mo       $N_0006 $N_0001 0 0 IRFP360
X_ACOP     $N_0008 $N_0009 $N_0009 $N_0002 BOOST_ACOP
L_Lo       $N_0008 $N_0006 5u
V_Vin      $N_0009 0 DC 120
```

```
.subckt BOOST_ACOP 1 2 3 4
K_ACOP     L1_ACOP L2_ACOP 1
L1_ACOP    1 2 1.14m
L2_ACOP    3 4 183u
.ends BOOST_ACOP
```

**Figura 4.9 – Listagem de Componentes Utilizada na Simulação do Conversor *Boost ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada.**

Observando a Figura 4.10, que apresenta a tensão e a corrente no interruptor principal, pode-se verificar a entrada em condução do interruptor em zero de tensão. Da mesma forma, pode-se notar seu bloqueio de forma suave devido à presença do capacitor ressonante em paralelo com ele.



**Figura 4.10 – Tensão e Corrente no Interruptor Principal.**

A Figura 4.11 apresenta a tensão e a corrente no interruptor auxiliar. Analisando a figura, pode-se verificar a entrada em condução e o bloqueio do interruptor em zero de corrente. A Figura 4.12 mostra em detalhe o momento da entrada em condução do interruptor. Nela, é possível observar com maior clareza os processos de crescimento linear, ressonância e descarga linear do indutor ressonante.

As oscilações presentes da tensão e na corrente dos elementos, são devidas aos elementos parasitas dos dispositivos, como por exemplo, as capacitâncias parasitas dos diodos.



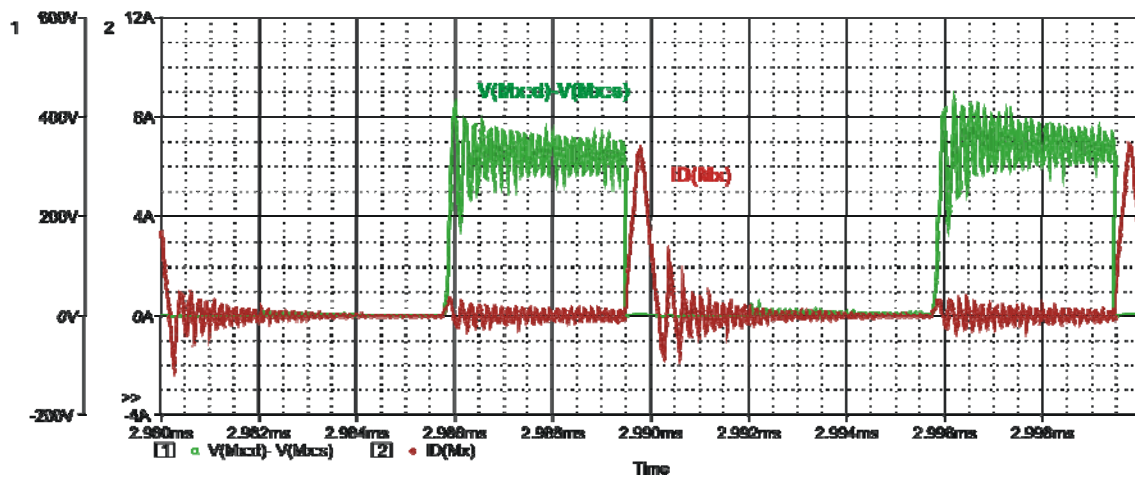


Figura 4.11 – Tensão e Corrente no Interruptor Auxiliar.

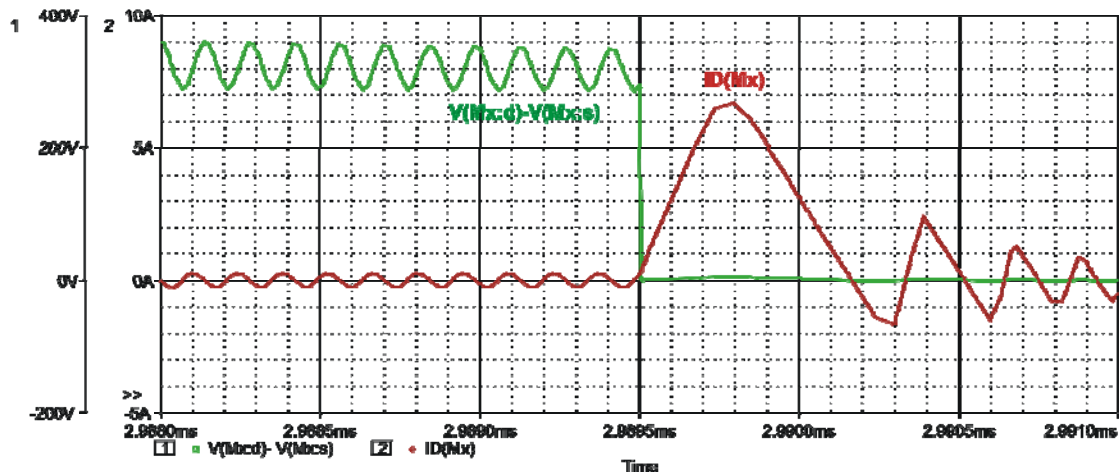


Figura 4.12 – Detalhe da Entrada em Condução do Interruptor Auxiliar.

### 4.3. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os circuitos utilizados para simulação dos conversores ZVT com fonte de tensão auxiliar chaveada e com fonte de tensão auxiliar CC magneticamente acopladas. Foram mostrados também os resultados de simulação obtidos através do uso do programa *PSpice*. A análise dos resultados permite concluir que as equações matemáticas e a metodologia de projeto desenvolvidas e apresentadas nos capítulos 2 e 3 refletem o real comportamento do conversor, uma vez que as formas de onda de tensão e de corrente obtidas nas simulações são semelhantes às formas de onda teóricas esperadas. Assim sendo, fica comprovado que os conversores propostos

funcionam adequadamente e que as equações de projeto apresentadas são válidas. No próximo capítulo, serão apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da construção de dois protótipos de 500 W, 120/300 V e 100 kHz do conversor *Boost*.

## CAPÍTULO 5

---

### Resultados Experimentais Obtidos

---



O capítulo anterior apresentou resultados de simulação que validaram a análise teórica e as equações de projeto desenvolvidas para as duas famílias de conversores *ZVT* propostas neste trabalho. Neste capítulo, são mostrados resultados experimentais obtidos a partir da construção de protótipos do conversor *Boost* de ambas as propostas. Também são discutidos alguns problemas práticos que tiveram que ser solucionados a fim de obter resultados mais satisfatórios para os conversores em análise.

Além das formas de onda de tensão e de corrente em alguns elementos do conversor, é apresentada também uma análise comparativa entre os conversores *ZVT* com e sem acoplamento magnético. Nesta comparação, são levados em consideração o rendimento global do conversor e a temperatura nos interruptores e nos enrolamentos dos indutores acoplados.

### **5.1 Conversor *Boost ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada**

Os resultados experimentais apresentados a seguir foram obtidos a partir de dois protótipos de 500 watts, 120/300 volts CC e 100 kHz: um do conversor *Boost ZVT* com fonte de tensão auxiliar chaveada magneticamente acoplada, apresentado na Figura 5.1, e outro do conversor *Boost ZVT* convencional, conforme mostrado na Figura 5.2. O dimensionamento dos elementos do conversor magneticamente acoplado foi realizado seguindo a metodologia de projeto descrita no capítulo 2 e o dimensionamento dos elementos do conversor sem acoplamento seguiu a metodologia clássica apresentada na literatura [15]. As Tabelas 5.1 e 5.2 apresentam algumas informações sobre os elementos utilizados na construção dos protótipos. Analisando os valores apresentados na Tabela 5.2, pode-se notar que estes são bastante semelhantes aos obtidos no exemplo de projeto mostrado no capítulo 2 (seção 2.4) uma vez que as especificações de potência de saída, tensão de entrada, tensão de saída e frequência de comutação são as mesmas utilizadas no desenvolvimento do exemplo. O Anexo B apresenta o diagrama esquemático



Em seguida, serão feitos alguns comentários sobre problemas práticos que ocorreram durante a obtenção dos resultados experimentais e serão descritas as soluções implementadas a fim de solucioná-los. Logo após, são mostradas as formas de onda obtidas a partir do protótipo do conversor com fonte de tensão magneticamente acoplada e, ao final, são realizadas comparações de rendimento e de temperatura em alguns elementos entre ambos os conversores construídos.

**Tabela 5.1 – Elementos Utilizados na Construção do Protótipo do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada.**

INTERRUPTORES	
<i>Interruptor Principal (<math>S_o</math>)</i>	IRFP360
<i>Interruptor Auxiliar (<math>S_x</math>)</i>	IRF840
DIODOS	
<i>Diodo de Saída (<math>D_o</math>)</i>	MUR850
<i>Diodo Serie Ressonante (<math>D_r</math>)</i>	8ETH06
<i>Diodo Auxiliar de Grampeamento (<math>D_x</math>)</i>	8ETH06
INDUTÂNCIAS	
<i>Indutor Boost (<math>L_m</math>)</i>	1,14 mH
<i>Indutor Ressonante (<math>L_r</math>)</i>	9 $\mu$ H
CAPACITÂNCIAS	
<i>Capacitor do Filtro de Saída (<math>C_o</math>)</i>	47 $\mu$ F
<i>Capacitor Ressonante (<math>C_r</math>)</i>	1,2 nF

**Tabela 5.2 – Elementos Utilizados na Construção do Protótipo do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar Chaveada Magneticamente Acoplada.**

<b>INTERRUPTORES</b>	
<i>Interruptor Principal (<math>S_o</math>)</i>	IRFP360
<i>Interruptor Auxiliar (<math>S_x</math>)</i>	IRF840
<b>DIODOS</b>	
<i>Diodo de Saída (<math>D_o</math>)</i>	MUR850
<i>Diodo Serie Ressonante (<math>D_r</math>)</i>	8ETH06
<i>Diodo Auxiliar de Grampeamento (<math>D_x</math>)</i>	8ETH06
<i>Diodo Auxiliar do Snubber (<math>D_{sx}</math>)</i>	8ETH06
<i>Diodo de Ressonância Auxiliar (<math>D_{rx}</math>)</i>	MUR850
<b>INDUTÂNCIAS</b>	
<i>Indutor Boost (<math>L_m</math>)</i>	1,14 mH
<i>Indutor Ressonante (<math>L_r</math>)</i>	9 $\mu$ H
<i>Indutor Ressonante Auxiliar (<math>L_{rx}</math>)</i> (Valor Estimado da Indutância de Dispersão do Acoplamento)	0,15 $\mu$ H
<i>Relação de Espiras do Indutor Acoplado (<math>n</math>)</i>	0,5
<b>CAPACITÂNCIAS</b>	
<i>Capacitor do Filtro de Saída (<math>C_o</math>)</i>	47 $\mu$ F
<i>Capacitor Ressonante (<math>C_r</math>)</i>	2,2 nF
<i>Capacitor Ressonante Auxiliar (<math>C_{sx}</math>)</i>	0,6 nF



### 5.1.1 Problemas Práticos Enfrentados na Obtenção dos Resultados Experimentais

O primeiro protótipo a ser construído foi o do conversor *Boost* sem acoplamento magnético. Observando as formas de onda do protótipo, verificou-se uma sobretensão elevada, seguida de uma forte oscilação de tensão durante o bloqueio do interruptor auxiliar. Analisando o problema, concluiu-se que tanto a sobretensão quanto a oscilação estavam sendo originadas pelos elementos parasitas do circuito, mais especificamente, pelas indutâncias parasitas das trilhas e pela capacitância parasita do diodo  $D_x$ . Desta forma, na tentativa de minimizar o problema, foram adotadas duas medidas: o uso de um plano de terra no protótipo a fim de reduzir as indutâncias parasitas das trilhas e o uso do diodo 8ETH06 que possui uma capacitância menor que a do diodo MUR850.

O plano de terra foi construído utilizando-se uma placa de dupla face onde uma das faces acomoda as trilhas energizadas do circuito e a outra, que não foi corroída, o plano terra.

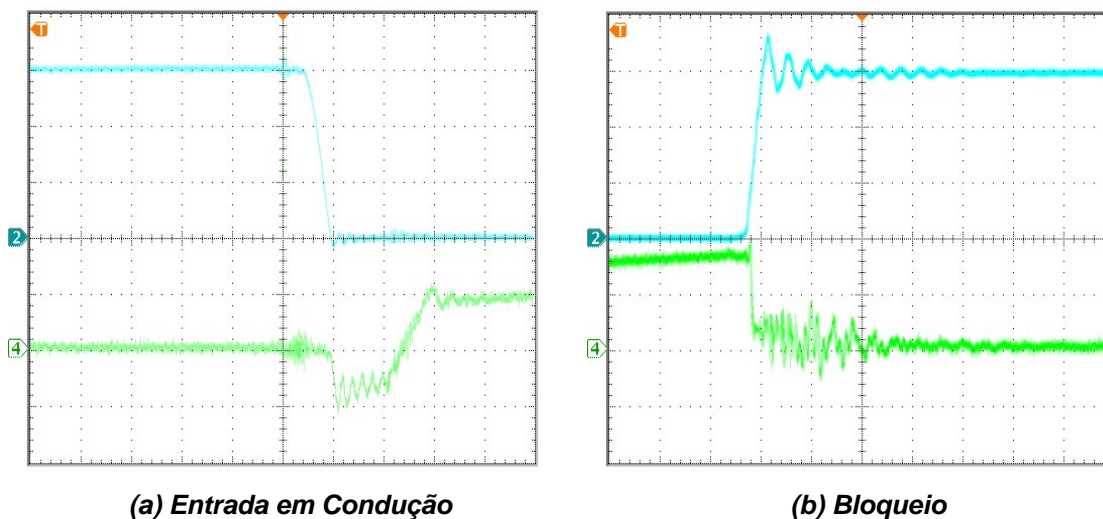
A adoção destas medidas possibilitou reduzir tanto a sobretensão quanto a oscilação de tensão no interruptor auxiliar do protótipo. Uma vez que o diodo  $D_x$  também está presente na estrutura magneticamente acoplada e que seu funcionamento é idêntico em ambas as estruturas, as mesmas medidas construtivas foram adotadas na construção do protótipo do conversor com acoplamento magnético.

### 5.1.2 Formas de Onda de Tensão e de Corrente nos Interruptores

Uma vez construídos os protótipos e solucionados os problemas de sobretensão e oscilação de tensão, foram obtidas as formas de onda de tensão e de corrente nos interruptores do conversor *Boost* proposto no capítulo 2.

A Figura 5.3 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente no interruptor principal durante sua entrada em condução e seu bloqueio. Observando as figuras, pode-se verificar que o interruptor principal apresenta tanto a entrada em condução quanto o bloqueio em zero de tensão, como já era esperado.

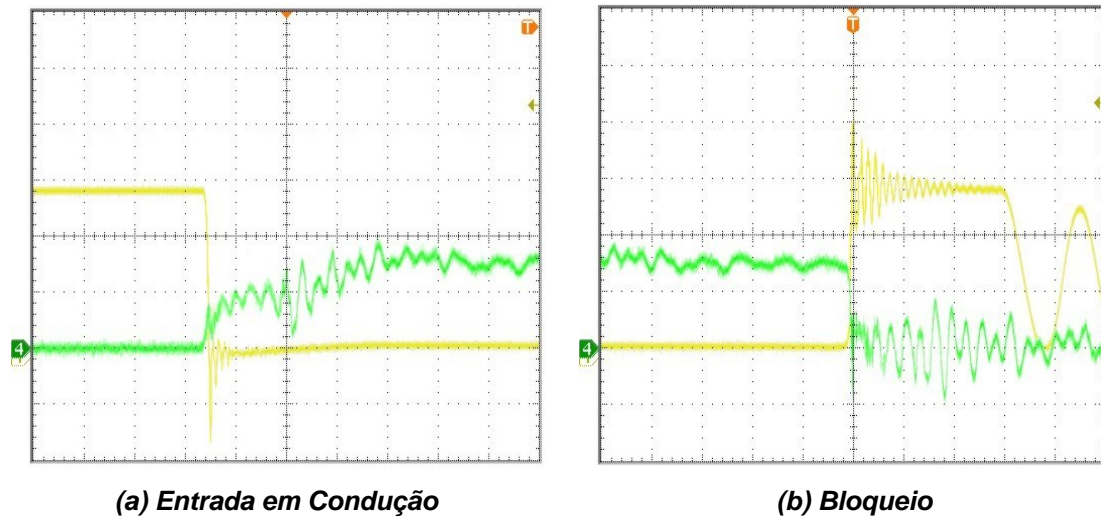
As formas de onda no interruptor auxiliar são mostradas na Figura 5.4. Através delas, pode-se verificar a entrada em condução em zero de corrente e o bloqueio em zero de tensão do interruptor. Observando a corrente no interruptor durante sua entrada em condução, pode-se verificar também a corrente de descarga ressonante do capacitor  $C_{sx}$  refletida ao primário do acoplamento magnético. Analisando a tensão durante o bloqueio do interruptor é possível verificar a sobretensão causada pelos elementos parasitas do circuito, principalmente a capacitância do diodo  $D_x$ . O valor da sobretensão foi substancialmente reduzido através do uso de um diodo com capacitância menor, mas ainda assim permanece elevado.



**Figura 5.3 – Tensão (azul) e Corrente (verde) no Interruptor Principal.**

*(a) Entrada em Condução (esc. hor: 400ns/div esc. ver: 100V/div e 5A/div)*

*(b) Bloqueio (esc. hor: 200ns/div esc. ver: 100V/div e 5A/div)*



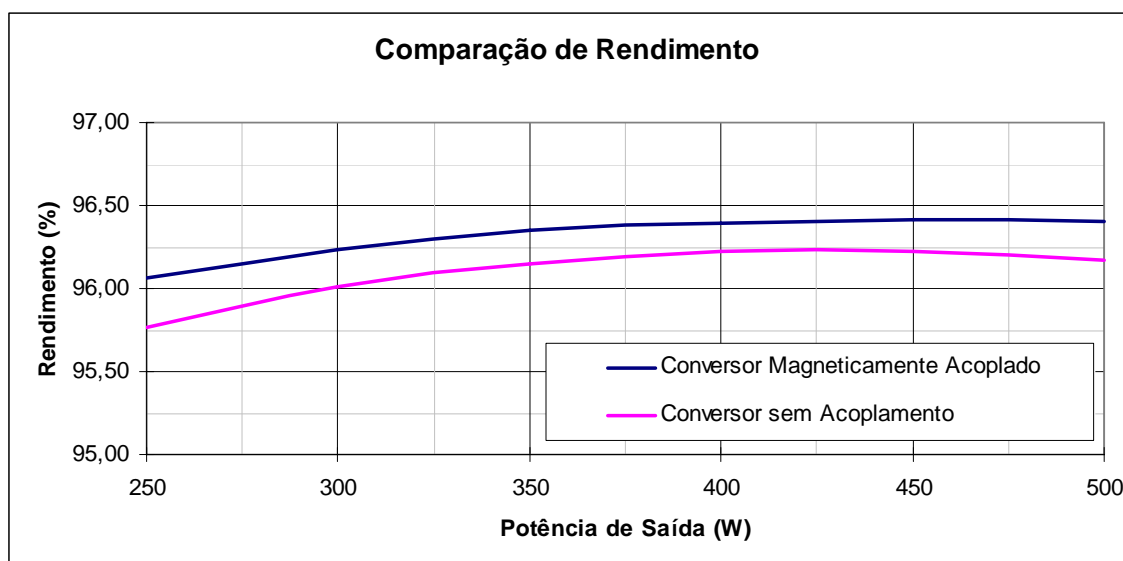
**Figura 5.4 – Tensão (amarelo) e Corrente (verde) no Interruptor Auxiliar.**  
(esc. hor: 100ns/div esc. ver: 100V/div e 5A/div)

### 5.1.3 Comparação entre os Conversores com e sem Acoplamento Magnético

A fim de comparar a estrutura magneticamente acoplada proposta neste trabalho com a estrutura sem acoplamento encontrada na literatura, foram feitas medições de rendimento e de temperatura em alguns elementos dos dois conversores. A seguir, são apresentados os gráficos contendo os valores obtidos durante as medições.

#### A. Comparação de Rendimento

O rendimento dos conversores em função de sua carga (potência de saída) é mostrado na Figura 5.5. Analisando o gráfico, pode-se perceber que o conversor proposto apresenta rendimento superior ao da estrutura sem acoplamento em toda a faixa de carga pesquisada.

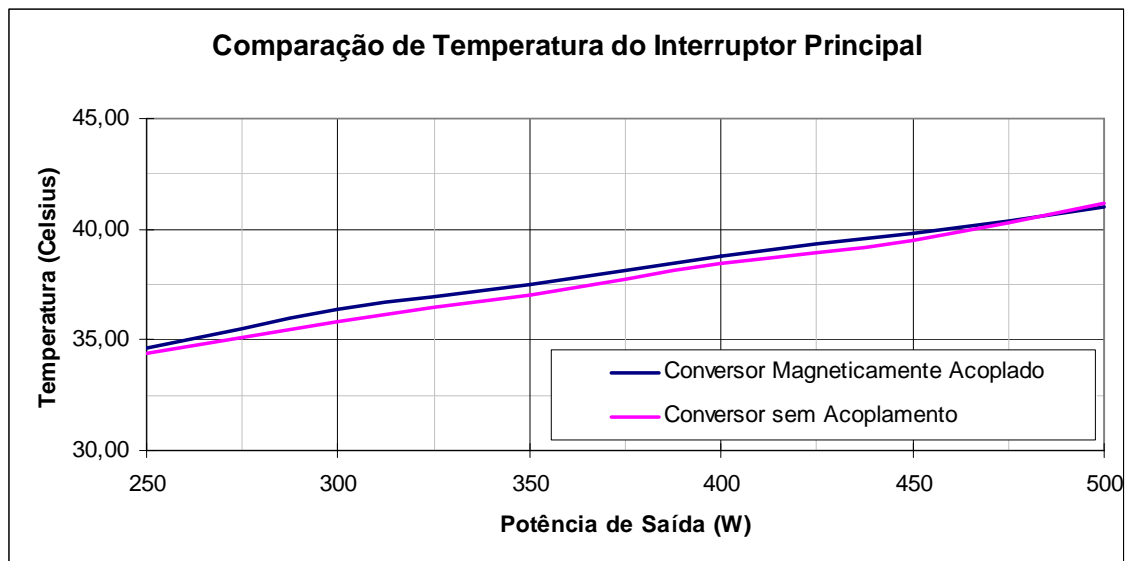


**Figura 5.5 – Gráfico de Rendimento em Função da Potência de Saída.**

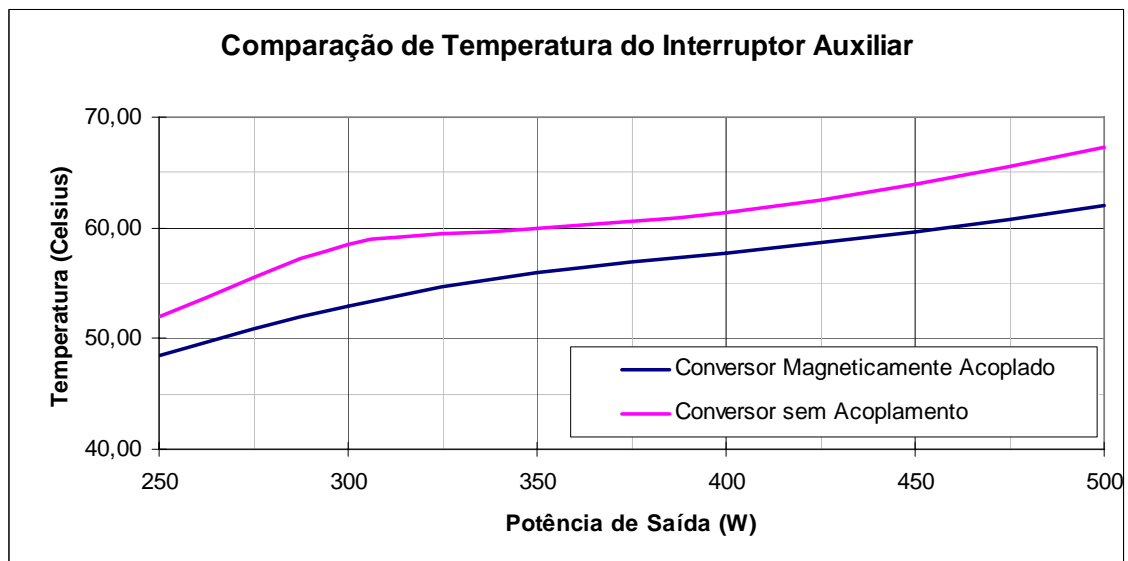
## B. Comparação de Temperatura

A Figura 5.6 apresenta a temperatura do Interruptor Principal em função da carga do conversor. A medição de temperatura foi realizada junto ao dissipador de alumínio do interruptor utilizando um Medidor Digital TES 1320 Tipo-K. Observando o gráfico, conclui-se que não houve alteração significativa no funcionamento nem na temperatura de operação deste interruptor, como já era previsto devido à análise teórica apresentada anteriormente.

Utilizando o mesmo processo de medição descrito para o Interruptor Principal, foi obtido o gráfico de temperatura do Interruptor Auxiliar em função da carga do conversor, mostrado na Figura 5.7. Analisando o gráfico, pode-se verificar a melhoria alcançada na comutação deste interruptor, uma vez que sua temperatura de operação na estrutura magneticamente acoplada é menor que a obtida na estrutura sem acoplamento.



**Figura 5.6 – Gráfico de Temperatura do Interruptor Principal em Função da Potência de Saída.**



**Figura 5.7 – Gráfico de Temperatura do Interruptor Auxiliar em Função da Potência de Saída.**

## 5.2 Conversor Boost ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada

Também foram construídos dois protótipos de 500 watts, 120/300 volts CC e 100 kHz do conversor *Boost ZVT* com fonte de tensão auxiliar CC: o primeiro sem acoplamento e o segundo, magneticamente acoplado. Nos dois conversores, optou-se por conectar o nó E ao nó A, a fim de implementar a fonte auxiliar  $V_{aux}$  utilizando a própria fonte de tensão de entrada da estrutura. A Figura 5.8 apresenta o circuito do conversor magneticamente acoplado. No caso do conversor sem acoplamento, o circuito permanece o mesmo, a diferença está apenas no valor da relação de espiras que é nulo ( $n = 0$ ). O dimensionamento dos elementos de ambos os conversores seguiu a metodologia de projeto descrita no capítulo 3, ressaltando apenas que o valor de  $n$  utilizado durante os cálculos do conversor sem acoplamento magnético foi zero. As tabelas 5.3 e 5.4 apresentam informações sobre os elementos utilizados na construção dos dois protótipos.

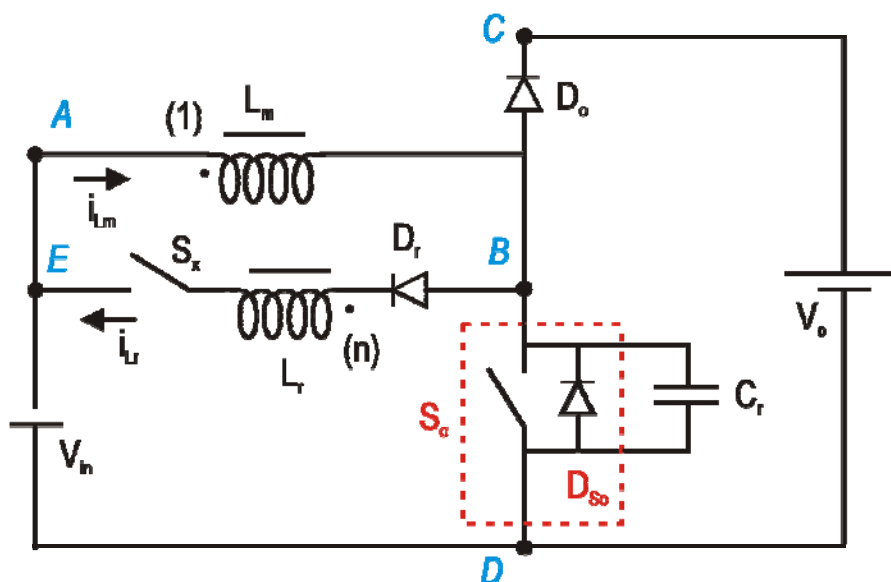


Figura 5.8 – Conversor *Boost ZVT* com fonte de tensão auxiliar CC magneticamente acoplada.

**Tabela 5.3 – Elementos Utilizados na Construção do Protótipo do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC.**

<b>INTERRUPTORES</b>	
<i>Interruptor Principal (<math>S_o</math>)</i>	IRFP360
<i>Interruptor Auxiliar (<math>S_x</math>)</i>	IRG4BC30U
<b>DIODOS</b>	
<i>Diodo de Saída (<math>D_o</math>)</i>	8ETH06
<i>Diodo Serie Ressonante (<math>D_r</math>)</i>	8ETH06
<b>INDUTÂNCIAS</b>	
<i>Indutor Boost (<math>L_m</math>)</i>	1,14 mH
<i>Indutor Ressonante (<math>L_r</math>)</i>	7,5 $\mu$ H
<b>CAPACITÂNCIAS</b>	
<i>Capacitor do Filtro de Saída (<math>C_o</math>)</i>	47 $\mu$ F
<i>Capacitor Ressonante (<math>C_r</math>)</i>	1,2 nF

A seguir, são apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente nos interruptores do protótipo do conversor magneticamente acoplado. Logo após, são realizadas comparações de rendimento e de temperatura entre os dois protótipos construídos e, ao final, são feitos alguns comentários e considerações práticas sobre os resultados experimentais obtidos.

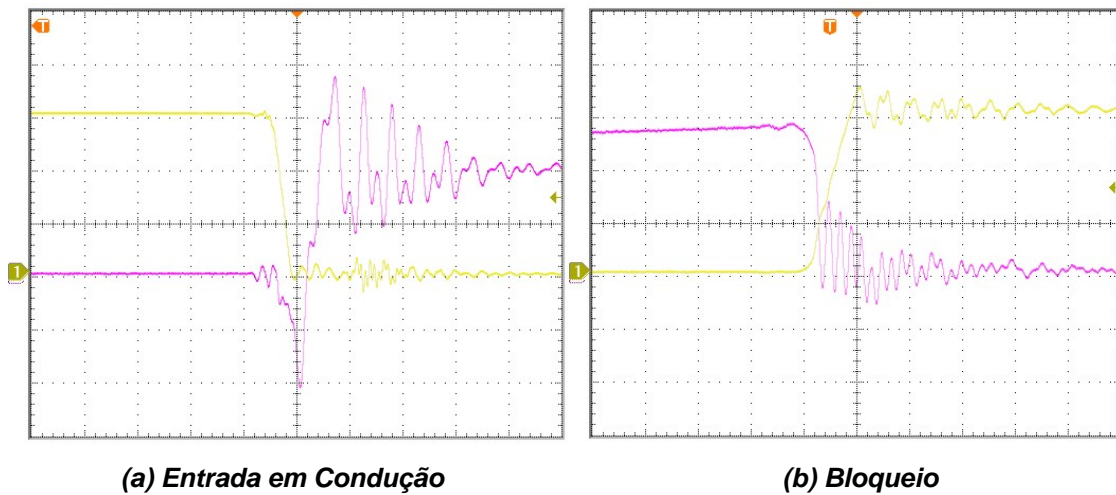
**Tabela 5.4 – Elementos Utilizados na Construção do Protótipo do Conversor ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada.**

INTERRUPTORES	
<i>Interruptor Principal (<math>S_o</math>)</i>	IRFP360
<i>Interruptor Auxiliar (<math>S_x</math>)</i>	IRG4BC30U
DIODOS	
<i>Diodo de Saída (<math>D_o</math>)</i>	8ETH06
<i>Diodo Serie Ressonante (<math>D_r</math>)</i>	8ETH06
INDUTÂNCIAS	
<i>Indutor Boost (<math>L_m</math>)</i>	1,14 mH
<i>Indutor Ressonante (<math>L_r</math>)</i> (Valor Estimado da Indutância de Dispersão do Acoplamento)	7,3 $\mu$ H
<i>Relação de Espiras do Indutor Acoplado (<math>n</math>)</i>	0,4
CAPACITÂNCIAS	
<i>Capacitor do Filtro de Saída (<math>C_o</math>)</i>	47 $\mu$ F
<i>Capacitor Ressonante (<math>C_r</math>)</i>	1,2 nF

### 5.2.1 Formas de Onda de Tensão e de Corrente nos Interruptores

As formas de onda de tensão e de corrente nos interruptores do conversor *Boost ZVT* com fonte de tensão auxiliar CC magneticamente acoplada são mostradas nas Figuras 5.6 e 5.7.

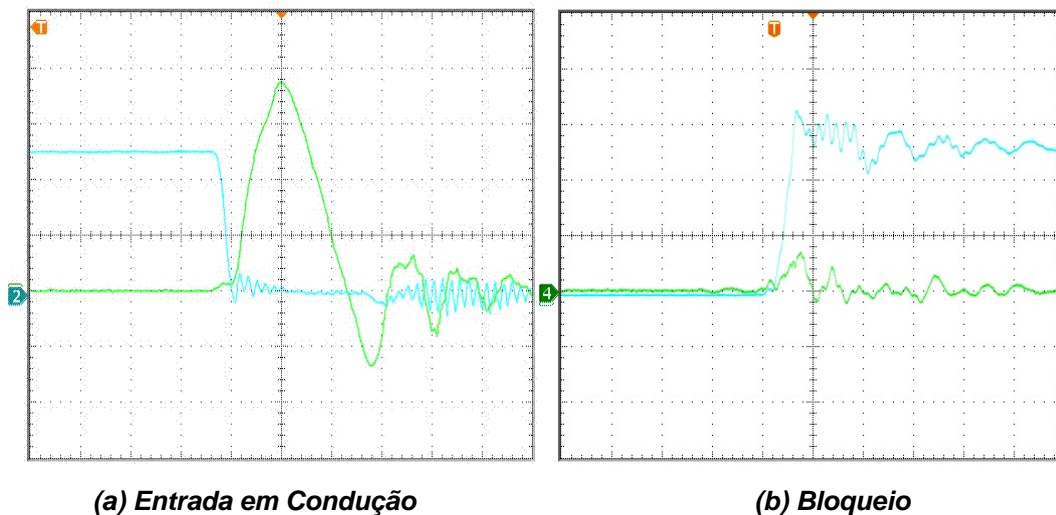




**Figura 5.9 – Tensão (amarelo) e Corrente (rosa) no Interruptor Principal.**

(a) *Entrada em Condução (esc. Hor: 100ns/div esc. ver: 100V/div e 2A/div)*

(b) *Bloqueio (esc. hor: 200ns/div esc. ver: 100V/div e 2A/div)*



**Figura 5.10 – Tensão (azul) e Corrente (verde) no Interruptor Auxiliar.**

(esc. hor: 100ns/div esc. ver: 100V/div e 2A/div)

Observando a tensão e a corrente durante a entrada em condução e o bloqueio do interruptor principal, mostradas na Figura 5.9, verifica-se que o mesmo possui comutação em zero de tensão em ambos os casos, como esperado.

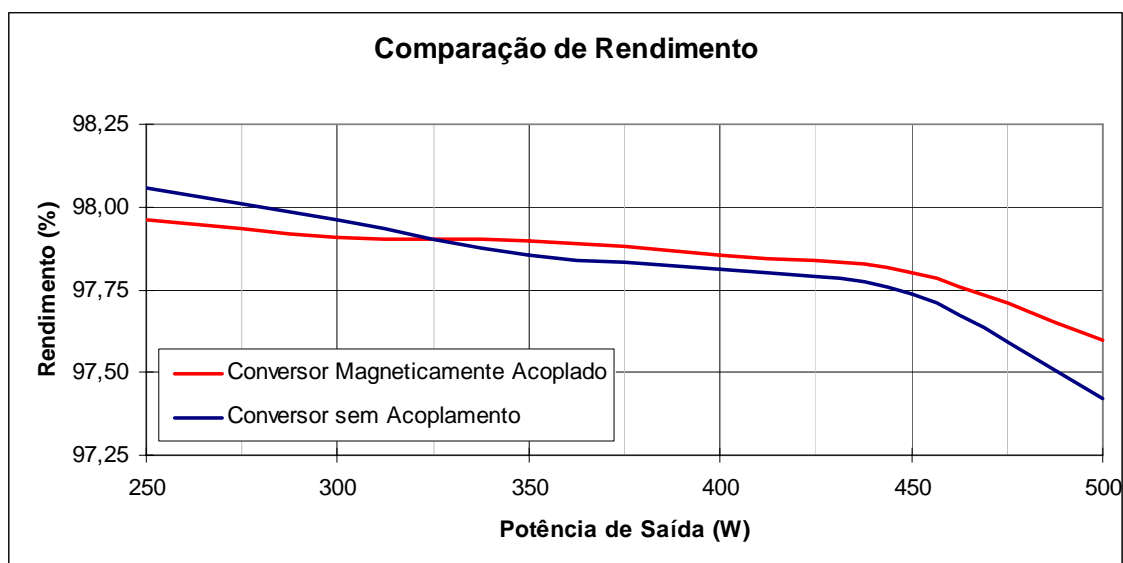
Analisando a entrada em condução e o bloqueio do interruptor auxiliar, mostrados na Figura 5.10, pode-se notar que este apresenta comutação em zero de corrente; o que também já era esperado.

### 5.2.2 Comparação entre os Dois Protótipos Montados

A fim de comparar os dois conversores montados, foram realizadas medições de rendimento e de temperatura em cada protótipo. Os resultados obtidos são mostrados nos gráficos a seguir.

#### A. Comparação de Rendimento

A Figura 5.11 apresenta o rendimento das duas estruturas em função da potência de saída do conversor. Analisando o gráfico, pode-se observar que o conversor proposto neste trabalho apresenta um rendimento superior ao do conversor sem acoplamento magnético em quase toda a faixa de potência pesquisada, incluindo a potência nominal (500 W); sendo inferior a este somente para potências de saída abaixo de 65% do valor nominal do conversor.



**Figura 5.11 – Gráfico de Rendimento em Função da Potência de Saída.**

É desejável que o conversor proposto apresente rendimento superior ao da estrutura não acoplada em toda a faixa de potência de saída pesquisada, o que não pôde ser obtido na prática. Contudo, acredita-se que o rendimento do conversor magneticamente acoplado possa ser melhorado ainda mais, fazendo

com que este passe a apresentar um rendimento superior em toda a faixa de potência analisada, assim como no caso do conversor com fonte de tensão auxiliar chaveada. Para tal, devem ser tomadas certas medidas construtivas a fim de obter um acoplamento magnético com reduzidas perdas devidas ao efeito de proximidade dos enrolamentos, como será visto mais adiante na Seção 5.2.3.

## B. Comparação de Temperatura

A comparação de temperatura entre os dois protótipos é realizada tomando como base de comparação as temperaturas dos dissipadores dos interruptores e a temperatura dos enrolamentos dos indutores acoplados.

A Figura 5.12 apresenta a temperatura do interruptor principal em função da potência de saída. Como pode ser observado, não houve mudança significativa na temperatura de operação deste interruptor, uma vez que seu funcionamento ocorre de forma semelhante nas duas estruturas.

A temperatura do interruptor auxiliar é mostrada na Figura 5.13. Analisando o gráfico, pode-se notar uma melhora significativa na temperatura de operação do interruptor, comprovando a efetiva redução de sua perda total de condução devido ao uso do acoplamento magnético.

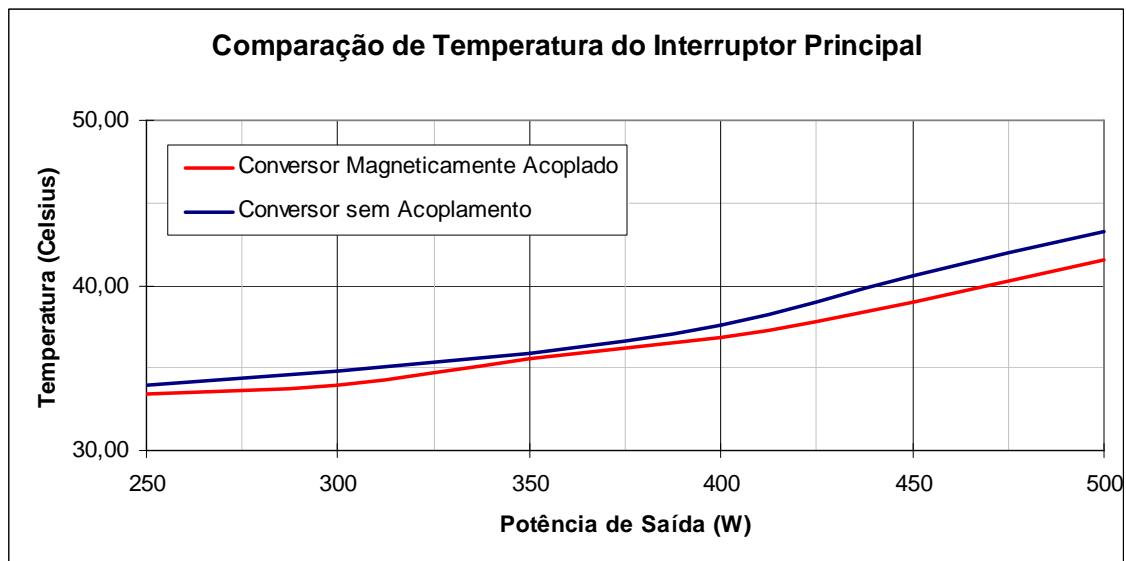


Figura 5.12 – Gráfico de Temperatura do Interruptor Principal em Função da Potência de Saída.

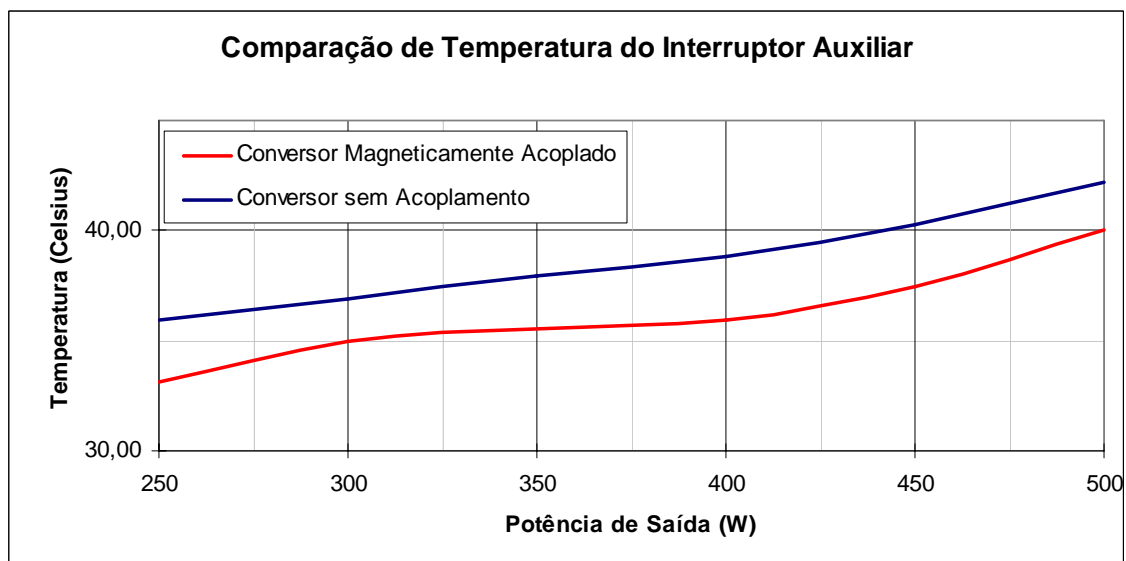
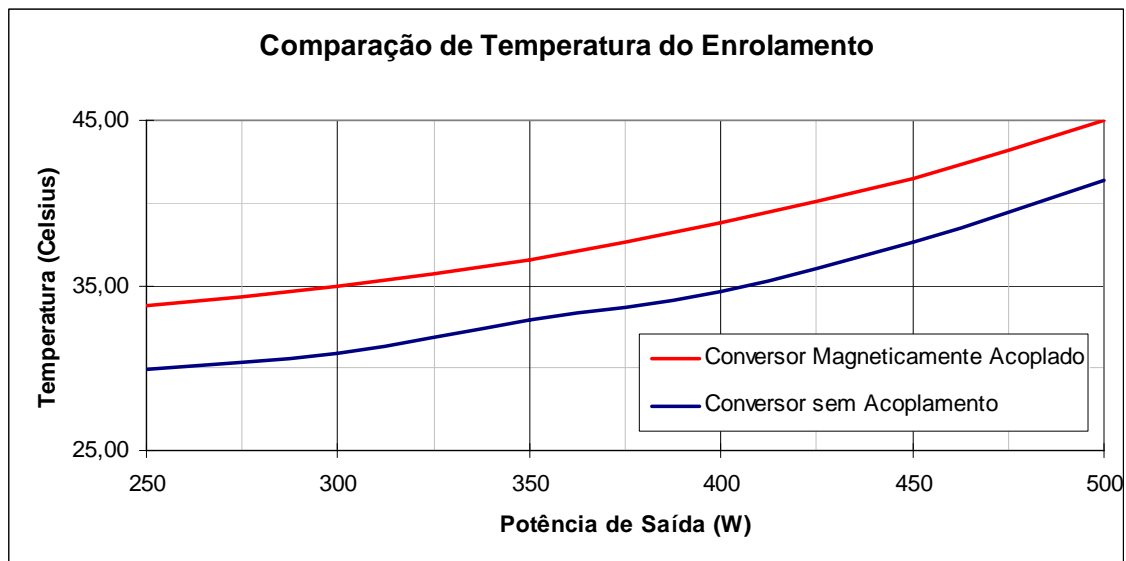


Figura 5.13 – Gráfico de Temperatura do Interruptor Auxiliar em Função da Potência de Saída.

A Figura 5.14 apresenta a temperatura dos enrolamentos do indutor acoplado em função da potência de saída. No caso do conversor sem acoplamento, esta temperatura refere-se ao enrolamento do indutor *Boost* ( $L_o$ ). Como pode ser notado, a estrutura proposta apresenta uma temperatura superior à da estrutura sem acoplamento ao longo de toda a faixa de potência analisada.



**Figura 5.14 – Gráfico de Temperatura do Enrolamento do Indutor Acoplado em Função da Potência de Saída.**

A diferença significativa de temperatura entre os enrolamentos dos indutores dos dois casos estudados não era esperada, uma vez que:

- o indutor acoplado foi implementado utilizando como primário, o mesmo indutor construído para o protótipo do conversor sem acoplamento (indutor *Boost*);
- a corrente que circula pelo enrolamento secundário do conversor proposto possui um valor eficaz bem menor que o da corrente que circula pelo primário.

Desta forma, tornou-se necessário buscar explicações que justificassem o acréscimo substancial na temperatura de operação do indutor acoplado. As conclusões alcançadas após a realização de um estudo sobre o assunto na literatura disponível são apresentadas nas próximas seções.

### 5.2.3 Considerações sobre os Resultados Experimentais Obtidos

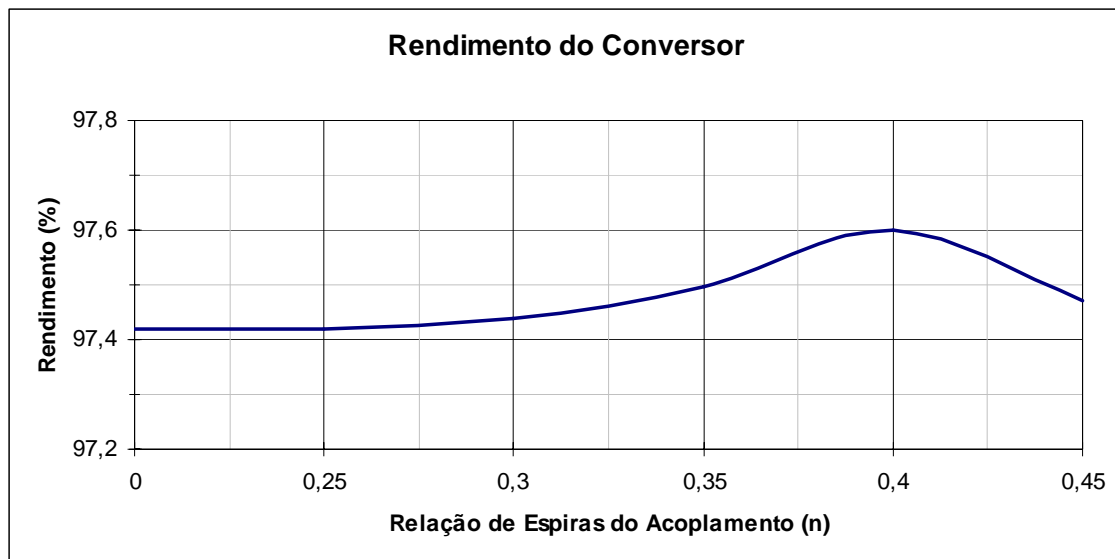
Durante a fase de obtenção dos resultados experimentais, foram efetuadas medidas do rendimento do conversor *Boost* magneticamente acoplado atendendo à sua carga nominal em função da variação da relação de espiras do acoplamento magnético ( $n$ ). O objetivo foi verificar se a resistência do

enrolamento, desprezada na análise teórica, influenciaria significativamente na escolha do valor da relação de espiras. A Figura 5.15 apresenta o gráfico de rendimento obtido a partir destes dados. Analisando-o, pode-se verificar que o valor de relação de espiras utilizado ( $n=0,4$ ) realmente conduz ao ponto de menores perdas de comutação no interruptor auxiliar e, conseqüentemente, ao ponto de maior rendimento global; o que comprova a teoria e a metodologia de projeto mostradas no capítulo 3.

Conforme dito anteriormente, os resultados experimentais indicam uma grande diferença de temperatura entre o enrolamento do indutor *Boost* da estrutura original (sem acoplamento) e da estrutura proposta (magneticamente acoplada). Analisando este fato, concluiu-se que o acréscimo de temperatura no enrolamento da estrutura proposta deve-se principalmente aos seguintes fatores:

- aquecimento do enrolamento secundário (indutor ressonante) devido à circulação de corrente por ele (efeito Joule);
- aquecimento do enrolamento secundário devido ao efeito pelicular, uma vez que sua corrente é composta aproximadamente por pulsos de curta duração a uma frequência de 100 kHz;
- aquecimento do enrolamento primário (indutor *Boost*) devido ao efeito de proximidade causado pela circulação de corrente no enrolamento secundário, magneticamente acoplado a este [65-68].

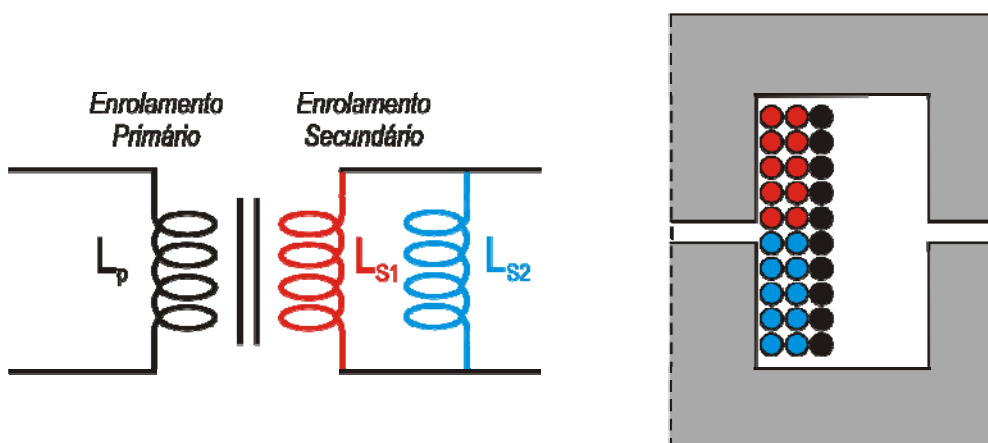
A fim de verificar as conseqüências do efeito pelicular no enrolamento secundário do acoplamento no rendimento do conversor, foram construídos dois indutores acoplados variando entre eles o número de condutores deste enrolamento. No primeiro caso, utilizaram-se dois condutores encordoados, simulando um fio Litz; e, no segundo caso, três condutores encordoados. O segundo caso apresentou um rendimento inferior ao do primeiro, indicando que o efeito de proximidade entre os condutores tornou-se mais expressivo que o efeito pelicular com um número maior de subcondutores.



**Figura 5.15 – Rendimento do Conversor *Boost ZVT* com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada em Função da Relação de Espiras do Acoplamento.**

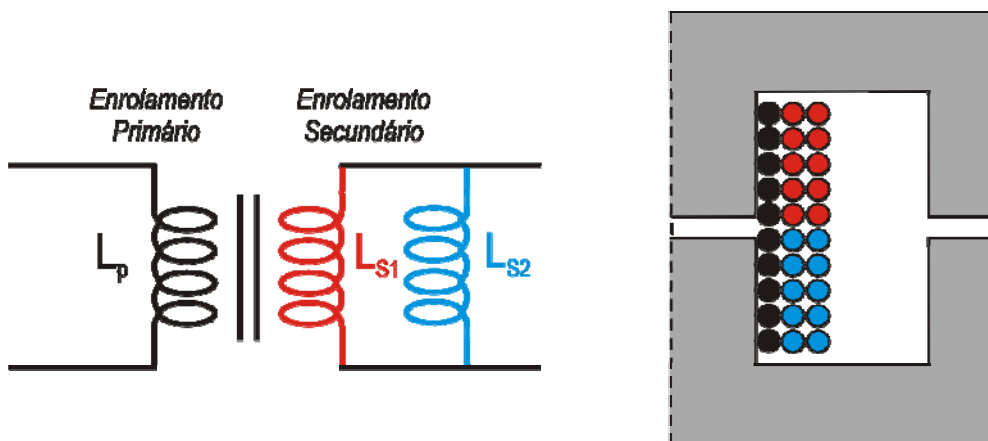
A partir daí, buscou-se estudar as conseqüências do efeito de proximidade no rendimento do conversor; uma vez que os resultados experimentais indicavam ser este efeito mais significativo que o pelicular na definição do rendimento. Para tal, foram construídos mais três indutores acoplados variando entre eles a forma de construção do enrolamento secundário.

O primeiro indutor apresenta o enrolamento secundário (indutor ressonante) composto por dois conjuntos de condutores em paralelo enrolados sob o primário, ou seja, por baixo do enrolamento primário, conforme mostra o esquema da Figura 5.16.



**Figura 5.16 – Esquema Construtivo do Indutor Acoplado com Enrolamento Secundário Duplo Sob o Primário.**

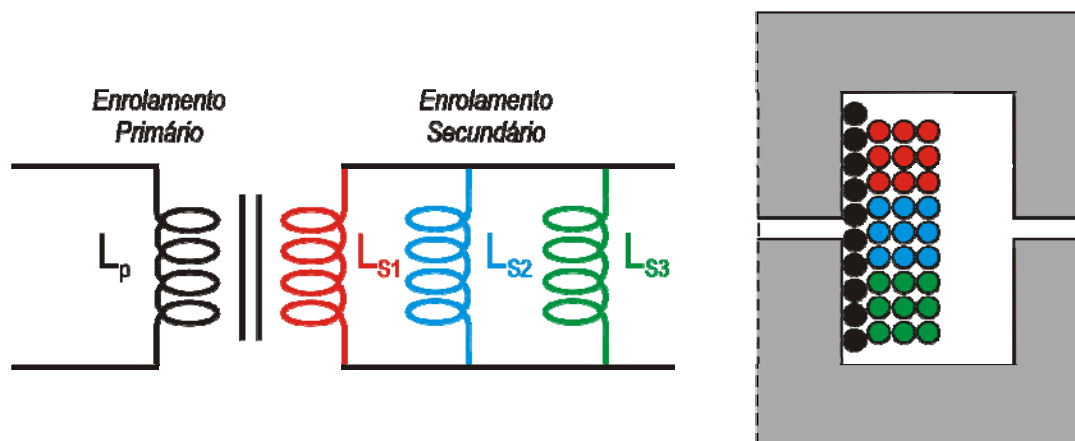
O segundo indutor também foi construído utilizando, no secundário, dois conjuntos de condutores em paralelo enrolados sobre o primário, ou seja, por cima do enrolamento primário. A Figura 5.17 apresenta o esquema construtivo deste indutor.



**Figura 5.17 – Esquema Construtivo do Indutor Acoplado com Enrolamento Secundário Duplo Sobre o Primário.**

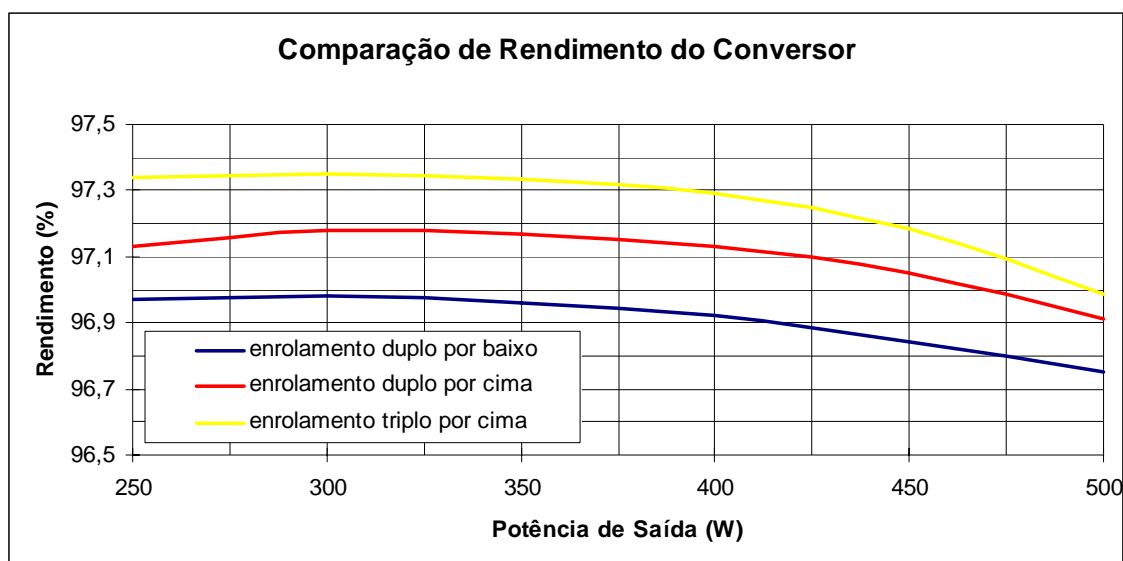
No caso do terceiro indutor acoplado, utilizaram-se, no secundário, três conjuntos de condutores em paralelo enrolados sobre o primário, conforme mostra a Figura 5.18.





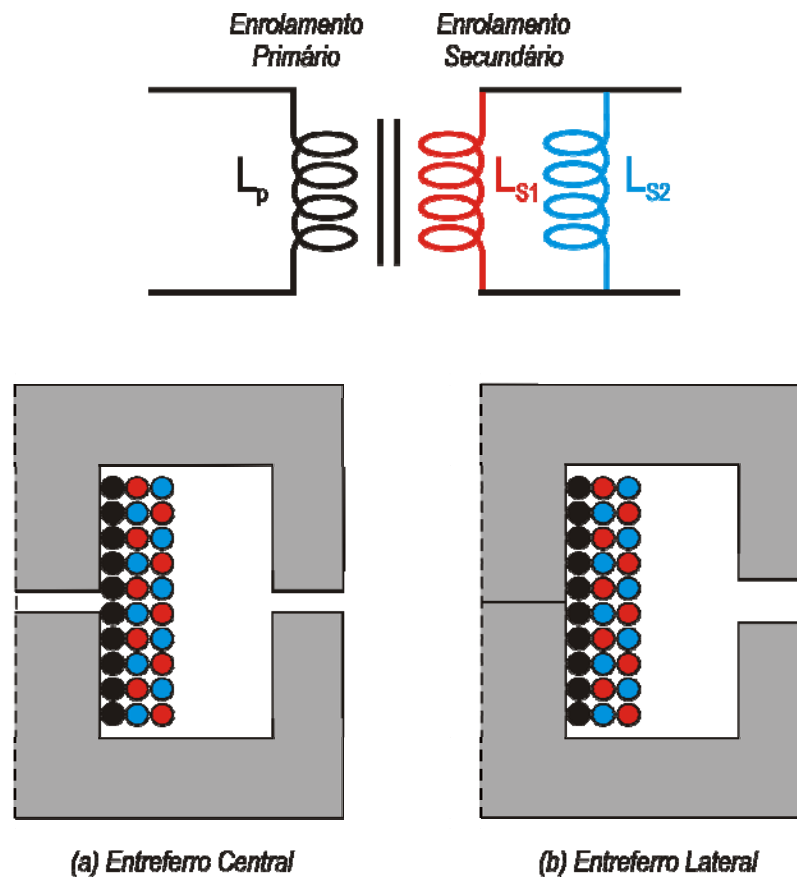
**Figura 5.18 – Esquema Construtivo do Indutor Acoplado com Enrolamento Secundário Triplo Sobre o Primário.**

Após a construção destes três indutores acoplados, foi medido o rendimento do conversor em função da variação da potência de saída utilizando cada um dos três indutores. Os resultados obtidos são mostrados no gráfico comparativo apresentado na Figura 5.19. Analisando as curvas do gráfico, pode-se observar que a utilização de um número maior de conjuntos de condutores reduziu a perda devida ao efeito pelicular no enrolamento secundário, como já era esperado; elevando assim o rendimento do conversor. Além disso, a distribuição em partes do enrolamento secundário e seu conseqüente afastamento da perna central do núcleo magnético também permitiu uma melhoria no rendimento do conversor.



**Figura 5.19 – Rendimento do Conversor *Boost* ZVT com Fonte de Tensão Auxiliar CC Magneticamente Acoplada em Função da Potência de Saída.**

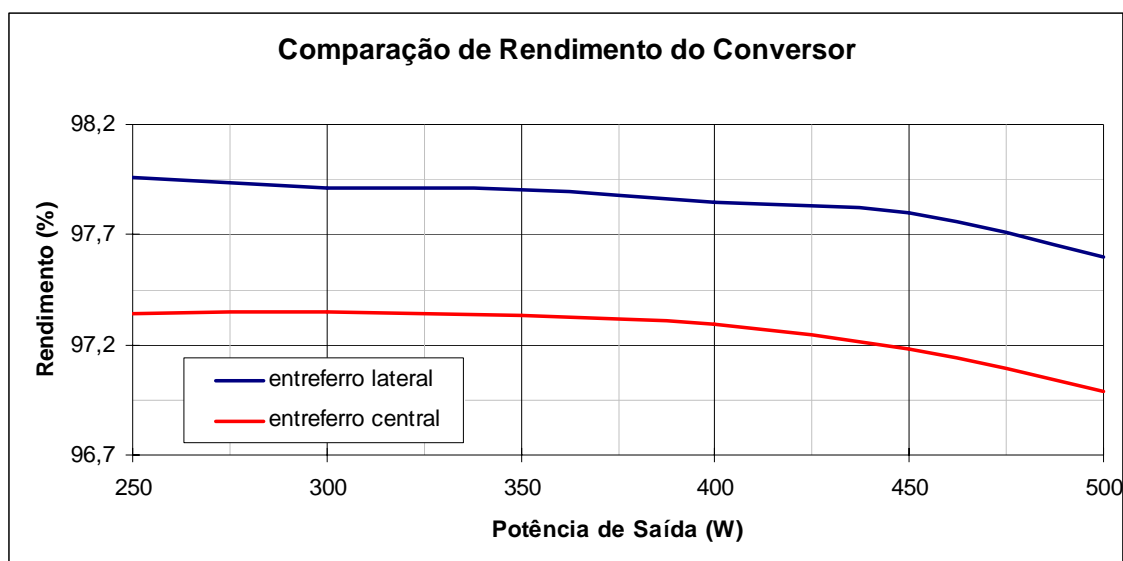
O aumento de temperatura devido à perda por efeito de proximidade pôde ser reduzido retirando o entreferro da perna central do núcleo e concentrando-o nas pernas laterais. Desta forma, altera-se o fluxo de dispersão no interior da janela do núcleo, fazendo com que seus efeitos sobre o enrolamento primário sejam menores. Este fato foi verificado na prática através da construção de dois indutores acoplados: um com entreferro distribuído entre as pernas laterais e central, e outro com entreferro apenas nas pernas laterais, conforme mostra a Figura 5.20. O entreferro de ambos os indutores foi projetado a fim de que estes apresentem as mesmas características de indutância primária (indutor *Boost*) e secundária (indutor ressonante). O enrolamento secundário foi construído utilizando dois condutores encordoados em paralelo a fim de reduzir a perda devido ao efeito pelicular.



**Figura 5.20 – Esquema Construtivo do Indutor Acoplado com Entreferro Distribuído e com Entreferro Apenas nas Pernas Laterais.**

A Figura 5.21 apresenta um gráfico de comparação do rendimento da estrutura proposta utilizando o indutor acoplado com entreferro distribuído (central) e com entreferro apenas nas pernas laterais (lateral). Observando a figura, pode-se notar que o uso do entreferro apenas na lateral possibilitou obter um rendimento melhor em toda a faixa de potência de saída analisada.

Conforme pode ser notado, o conversor que utiliza indutor acoplado com entreferro lateral apresentou melhor rendimento dentre todas as alternativas implementadas. Por esta razão, as formas de onda e a análise comparativa de rendimento e de temperatura apresentadas nas seções 5.2.1 e 5.2.2 são baseadas nos resultados experimentais obtidos a partir deste protótipo.



**Figura 5.21 – Comparação de Rendimento do Conversor *Boost ZVT* Usando Entreferro Distribuído (Central) e Entreferro Lateral no Indutor Acoplado.**

Embora esta solução tenha se apresentado a melhor dentre as alternativas estudadas, analisando novamente o gráfico da Figura 5.14, pode-se concluir que a diferença de temperatura entre os enrolamentos dos indutores nas estruturas convencional (sem acoplamento) e magneticamente acoplada ainda é significativo. Portanto, é de se esperar que o uso de técnicas construtivas mais aprimoradas que possibilitem a redução do efeito de proximidade nos indutores acoplados permita reduzir ainda mais esta diferença de temperatura e, por sua vez, aumentar o rendimento da estrutura magneticamente acoplada. Desta forma, esta estrutura passaria a apresentar um rendimento superior ao da estrutura convencional em toda a faixa de potência de saída analisada na Figura 5.11. A literatura apresenta o uso de entreferro uniformemente distribuído como uma destas técnicas construtivas [66-68]. Neste caso, o entreferro convencional é substituído por um material de baixa permeabilidade magnética com o valor de relutância equivalente calculada para o entreferro. Devido a limitações tecnológicas, não foi possível verificar na prática as expectativas de melhoria do rendimento com o uso desta técnica.

### **5.3 Conclusão**

Este capítulo apresentou resultados experimentais obtidos a partir da construção de protótipos de 500 W, 120/300 V e 100 kHz do conversor *Boost ZVT* com fonte de tensão auxiliar chaveada e com fonte de tensão auxiliar CC. Foram mostradas as formas de onda de tensão e de corrente durante o bloqueio e a entrada em condução dos interruptores principal e auxiliar do conversor que comprovaram seu funcionamento adequado. Também foram apresentadas análises comparativas em termos de rendimento e temperatura entre os conversores convencionais (sem acoplamento) e magneticamente acoplados propostos neste trabalho. Em ambas as análise comparativas, o conversor proposto apresentou resultados bastante satisfatórios, com rendimento superior ao da estrutura convencional e temperatura no interruptor auxiliar inferior ao do conversor sem acoplamento. Foram tecidos alguns comentários sobre os resultados experimentais obtidos para os conversores dos dois grupos de fonte auxiliar. No caso do conversor com fonte de tensão auxiliar CC, apesar de apresentar rendimento superior ao da estrutura convencional, o mesmo apresenta temperatura do enrolamento do indutor acoplado um pouco elevada devido principalmente ao efeito de proximidade. Foram mostrados resultados experimentais comprovando que a aplicação de medidas construtivas a fim de reduzir o efeito de proximidade pode resultar em um conversor com rendimento melhor. Dentre possíveis medidas neste intuito, sugeriu-se o uso de entreferro uniformemente distribuído na construção do indutor acoplado do conversor. Acredita-se que o uso desta técnica possibilite obter um conversor com rendimento ainda maior que o apresentado neste capítulo. A seguir, serão apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

## CAPÍTULO 6

---

### Conclusão Geral

---



O presente trabalho apresentou o uso de acoplamento magnético em algumas estruturas *ZVT* a fim de reduzir as perdas no interruptor auxiliar. Neste intuito, foram propostas duas células de comutação magneticamente acopladas que podem ser aplicadas aos seis conversores CC-CC não isolados.

No primeiro capítulo foi mostrado um breve resumo das soluções apresentadas na literatura a fim de reduzir a perda de comutação nos elementos semicondutores dos conversores *PWM*. Dentre as diversas soluções propostas, os conversores *ZVT* apresentam o menor número de desvantagens, além do fato de incorporarem a capacitância intrínseca do interruptor no processo de ressonância do conversor, melhorando o seu desempenho quanto à Interferência Eletromagnética (*EMI*). Em seguida, foi apresentada uma classificação dos conversores *ZVT* segundo a forma de implementação da sua fonte de tensão auxiliar. As estruturas propostas neste trabalho fazem parte do primeiro e do segundo grupo de conversores desta classificação.

No segundo capítulo foi apresentada a primeira estrutura proposta nesta tese. A célula de comutação magneticamente acoplada proposta aplica-se aos conversores *ZVT* com fonte de tensão auxiliar chaveada e permite reduzir as perdas de comutação durante o bloqueio do interruptor auxiliar. Foi apresentado um estudo teórico sobre esta célula contendo a descrição das etapas de operação, o desenvolvimento das equações e metodologia de projeto de seus elementos e a aplicação da célula proposta aos conversores CC-CC não isolados. Ao final do capítulo, foi mostrado um exemplo de projeto que ilustrou a aplicação da metodologia de projeto proposta.

No capítulo seguinte, uma nova célula de comutação magneticamente acoplada foi proposta para os conversores *ZVT* com fonte de tensão auxiliar CC. Novamente, foram descritas as etapas de operação do conversor proposto, obtidas as equações e a metodologia de projeto de seus elementos, apresentada a aplicação da célula proposta aos conversores CC-CC não



isolados e realizado um exemplo de projeto a fim de ilustrar o uso da metodologia de projeto proposta.

A partir dos resultados obtidos nos exemplos de projeto apresentados nos capítulos 2 e 3, no capítulo 4 foram mostrados resultados de simulação que comprovaram o funcionamento adequado das duas células de comutação propostas nesta tese.

O capítulo 5 apresentou resultados experimentais obtidos a partir da construção de protótipos de 500 watts, 120/300 volts e 100 kHz do conversor *Boost*. Foram mostradas as formas de onda de tensão e de corrente nos interruptores principal e auxiliar, comprovando sua comutação suave em ambos os conversores com fonte de tensão auxiliar chaveada e com fonte de tensão auxiliar CC. Também foram mostrados gráficos comparativos de rendimento e de temperatura em alguns componentes dos conversores. As comparações foram realizadas entre os conversores convencionais (sem o uso de acoplamento magnético) e os conversores propostos com fonte de tensão auxiliar magneticamente acoplada. As estruturas propostas apresentaram rendimento superior ao das estruturas convencionais, quando não na totalidade, em grande parte da faixa de potência de saída analisada, comprovando sua eficácia na redução das perdas no interruptor auxiliar.

Com relação à análise da temperatura nos componentes do conversor, a estrutura com fonte de tensão auxiliar chaveada apresentou temperaturas inferiores às obtidas na estrutura convencional, comprovando mais uma vez a eficácia de seu uso. Na estrutura com fonte de tensão auxiliar CC proposta, o interruptor auxiliar apresentou temperatura de operação inferior à da estrutura convencional, comprovando a redução de sua perda total de condução através do projeto adequado da relação de espiras do acoplamento magnético. Observou-se também um acréscimo elevado na temperatura dos enrolamentos do indutor acoplado devido ao efeito de proximidade, fato comprovado através dos resultados experimentais obtidos a partir de protótipos implementados

utilizando formas construtivas diferenciadas para os indutores acoplados. Acredita-se que o uso de técnicas construtivas adequadas no intuito de reduzir o efeito de proximidade dos indutores acoplados possibilite obter um conversor com fonte de tensão auxiliar CC com valores de rendimento e de temperatura ainda melhores que os apresentados neste trabalho.

Além de produzir a melhoria do rendimento do conversor, as duas células de comutação magneticamente acopladas propostas nesta tese permitiram reduzir a temperatura de operação do interruptor auxiliar, representando ganhos significativos no que diz respeito à desaceleração da degradação do dispositivo semicondutor e à redução do volume e do peso do conversor, uma vez que esta redução possibilita reduzir o tamanho do dissipador de calor deste interruptor.

Ao utilizar a própria indutância de dispersão do acoplamento magnético como uma das indutâncias do conversor, a estrutura proposta apresenta-se como uma solução mais compacta, uma vez que reduz a necessidade de núcleos magnéticos adicionais.

Propõe-se como alternativas de trabalhos futuros:

- Verificar novas possibilidades de conexão do nó E da célula de comutação com fonte de tensão auxiliar CC no caso dos conversores Cuk, Sepic e Zeta, uma vez que o capacitor intermediário destes conversores também representa uma fonte de tensão a ser explorada;
- O estudo da construção do acoplamento magnético a fim de projetar o valor de sua dispersão, uma vez que este é um parâmetro importante na realização do projeto de ambos os conversores propostos;
- O uso de técnicas de construção tais como entreferro uniformemente distribuído no intuito de reduzir o efeito de proximidade nos indutores acoplados e verificar o novo rendimento da estrutura proposta;
- A extensão do estudo de aplicação de acoplamento magnético na melhoria de características de conversores *ZVT* com fonte de tensão

auxiliar ressonante (terceiro grupo de conversores *ZVT* segundo a classificação apresentada no capítulo 1).

---

## Referências Bibliográficas

---



- [1] MOHAN, N.; UNDERLAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons Inc., 1995.
- [2] WILLIAMS, B. W. **Power Electronics: Devices, Drivers, Applications and Passive components**. 2. ed. London: The Macmillan Press Ltd., 1992.
- [3] LEE, F. C. High-frequency Quasi-ressonant Converter Technologies. **Proceedings of the IEEE**, v. 76, n. 4, p. 377-390, Apr. 1988.
- [4] JITARU, I. D. Soft-Transitions Power Factor Correction Circuit. In: HIGH FREQUENCY POWER CONVERSION CONFERENCE, 1993. **Proceedings...** 1993. p. 202-208.
- [5] BARBOSA, L. R.; VIEIRA JR., J. B.; FREITAS, L. C.; FARIAS, V. J. A family of PWM Soft-Single-Switched Converters with Low Voltage and Current Stresses. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1997. **Proceedings...** 1997. p. 1192-1197.
- [6] PINTO, J. A. C.; PEREIRA, A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C.; VIEIRA JR., J. B. A New Boost Converter Using a Non-dissipative Snubber. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1., 1996. **Proceedings...** 1996. p. 397-401.
- [7] TSENG, C-J.; CHEN, C-L. Passive Lossless Snubbers for DC-DC Converters. **IEE Proceedings – Circuits, Devices and Systems**, v. 145, n. 6, p. 396-401, Dec. 1998.
- [8] DONG, W.; ZHAO, Q.; LIU, J.; LEE, F. C. A Boost Converter with Lossless Snubber Under Minimum Voltage Stress. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 1., 2002. **Proceedings...** 2002. p. 509-515.

- [9] SMITH JR., K. M.; SMEDLEY, K. M. Lossless, Passive Soft Switching Methods for Inverters and Amplifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 1, p. 164-173, Jan. 2000.
- [10] SMITH JR., K. M.; SMEDLEY, K. M. Properties and Synthesis of Passive, Lossless Soft-Switching PWM Converters. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 14, n. 5, p. 890-899, Sept. 1999.
- [11] SMITH JR., K. M.; SMEDLEY, K. M. Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters: I. with Minimum Voltage Stress Circuit Cells. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 16, n. 3, p. 336-344, May 2001.
- [12] SMITH JR., K. M.; SMEDLEY, K. M. Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters: II. with Non-Minimum Voltage Stress Circuit Cells. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 6, p. 864-873, Nov. 2002.
- [13] MATSUURA, I.; SMITH JR., K. M.; SMEDLEY, K. M. A Comparison of Active and Passive Soft Switching Methods for PWM Converters. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1., 1998. **Proceedings...** 1998. p. 94-100.
- [14] HUA, G.; LEE, F. C. Soft-Switching Techniques in PWM Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 42, n. 6, p. 595-603, Dec. 1995.
- [15] HUA, G.; LEU, C-S.; JIANG, Y.; LEE, F. C. Y. Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 9, n. 2, p. 213-219, Mar. 1994.
- [16] JOUNG, G. B. New Soft Switched PWM Converter. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1996. **Proceedings...** 1996. p. 63-68.

- [17] IVANOVIC, B.; STOJILJKOVIC, Z. A Novel Active Soft Switching Snubber Designed for Boost Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 3, p. 658-665, May 2004.
- [18] SALUM, H.; DUARTE, C. M. C. The ZVS-PWM Active-Clamping SEPIC Converter. In: INDUSCON, 2000. **Proceedings...** 2000. p. 372-377.
- [19] PINHEIRO, J. R.; PEGORARO, T. F.; BAGGIO, J. E. Analysis and Design of a DC-DC ZVS PWM Off-Line Converter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2., 1998. **Proceedings...** 1998. p. 640-645.
- [20] DUARTE, C. M. C.; BARBI, I. A New ZVS-PWM Active-Clamping High Power Factor Rectifier: Analysis, Design and Experimentation. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 1., 1998. **Proceedings...** 1998. p. 230-236.
- [21] MOSCHOPOULOS, G.; JAIN, P.; LIU, Y-F.; JOOS, G. A Zero-Voltage Switched PWM Boost Converter with an Energy Feedforward Auxiliary Circuit. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 4, p. 653-662, July 1999.
- [22] XI, Y.; JAIN, P. K.; JOOS, G. A Zero Voltage Switching Flyback Converter Topology. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2., 1997. **Proceedings...** 1997. p. 951-957.
- [23] LONG, D. Z.; GEGNER, J. P.; LEE, C. Q. PWM Boost Converter with Zero-Voltage-Switching. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SYSTEMS, MAN AND CYBERNETICS, 1., 1992. **Proceedings...** 1992. p. 441-446.
- [24] ELASSER, A.; TORREY, D. A. Soft Switching Active Snubbers for DC-DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 11, n. 5, p. 710-722, Sept. 1996.



- [25] JOVANOVIĆ, M. M.; JANG, Y. A New Soft-Switched Boost Converter with Isolated Active Snubber. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 2, p. 496-502, Mar.-Apr. 1999.
- [26] BARRETO, L. H. S. C.; PEREIRA, A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C.; VIEIRA JR., J. B. A Boost Converter Associated with a New Non-Dissipative Snubber. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2., 1998. **Proceedings...** 1998. p. 1077-1083.
- [27] DUARTE, C. M. C.; BARBI, I. An Improved Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 1, p. 1-7, Jan 2002.
- [28] ZHANG, J. M.; ZHANG, F.; XIE, X. G.; JIAO, D. Z.; QIAN, Z. A Novel ZVS DC/DC Converter for High Power Applications. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2., 2002. **Proceedings...** 2002. p. 635-640.
- [29] ZHU, Y. Soft Switched PWM Converters with Low Commutation Loss Using an Active Snubber. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 1., 1999. **Proceedings...** 1999. p. 589-595.
- [30] STREIT, R.; TOLLIK, D. A High Efficiency Telecom Rectifier Using a Novel Soft-Switched Boost-Based Input Current Shaper. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, 1991. **Proceedings...** 1991. p. 720-726.
- [31] KIM, Y-H.; KIM, Y-B.; CHO, Y-H. A High Performance ZVT-PWM Boost Rectifier with Soft Switched Auxiliary Switch. In: IECON, 1998. **Proceedings...** 1998. p. 798-801.
- [32] LIN, R. L.; ZHAO, Y.; LEE, F. C. Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2., 1998. **Proceedings...** 1998. p. 1063-1069.

- [33] MARTINS, M. L. S.; HEY, H. L.; PINHEIRO, J. R.; PINHEIRO, H.; GRUNDLING, H. A. Family of improved ZVT PWM converters using a self-commutated auxiliary network. **IEE Electric Power Applications**, v. 150, n. 6, p. 680-688, 2003.
- [34] MARTINS, M. L. S.; GRUNDLING, H. A.; PINHEIRO, H.; PINHEIRO, J. R.; HEY, H. L. A ZVT PWM Boost Converter Using an Auxiliary Resonant Source. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2., 2002. **Proceedings...** 2002. p. 1101-1107.
- [35] BODUR, H.; BAKAN, A. F. A New ZVT-PWM DC-DC Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 1, p. 40-47, Jan. 2002.
- [36] YANG, L.; LEE, C. Q. Analysis and Design of Boost Zero-Voltage-Transition PWM Converter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 1993. **Proceedings...** 1993. p. 707-713.
- [37] RUSSI, J.; MARTINS, M. L.; GRÜNDLING, H. A.; PINHEIRO, H.; PINHEIRO, J. R.; HEY, H. L. An Improved Design for ZVT DC-DC PWM Converters with Snubber Assisted Auxiliary Switch. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 2003. **Anais...** 2003. p. 847-852.
- [38] GURUNATHAN, R.; BHAT, A. K. S. A Soft-Switched Boost Converter for High-Frequency Operation. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1., 1999. **Proceedings...** 1999. p. 463-468.
- [39] MARTINS, M. L.; RUSSI, J.; GRÜNDLING, H. A.; PINHEIRO, H.; PINHEIRO, J. R.; HEY, H. L. A Unified Design for ZVT PWM Converters with Resonant Auxiliary Circuit. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 2003. **Anais...** 2003. p. 834-840.
- [40] LEE, I.-O.; LEE, D. Y.; CHO, B. H. High Performance Boost PFC Pre-Regulator with Improved Zero-Voltage-Transition (ZVT) Converter.

- In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2002. **Proceedings...** 2002. p. 1387-1391.
- [41] \_\_\_\_\_. Improved Zero-Voltage-Transition (ZVT) Boost Converter Using Coupled Inductor and Low-Voltage Zener Diode. In: POWER CONVERSION CONFERENCE PROCEEDINGS, 2., 2002. **Proceedings...** 2002. p. 627-631.
- [42] MARTINS, M. L.; RUSSI, J.; HEY, H. L. ZVT PWM Converters with Magnetically Coupled Auxiliary Voltage Source: a Unified Comparative Theoretical-Experimental Analysis. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2004. **Proceedings...** 2004. p.1682-1688.
- [43] \_\_\_\_\_. A comparative analysis for ZVT PWM converters with resonant auxiliary circuit - RAC. In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY CONFERENCE, 3., 2004. **Proceedings...** 2004. p. 1797-1804.
- [44] SCHUCH, L.; RECH, C.; PINHEIRO, J. R. Novo Princípio de Integração de Circuitos de Auxílio à Comutação: Estudo do Caso ZVT. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 2004. **Anais...** 2004. CD-ROM.
- [45] TSENG, C-J.; CHEN, C-L. Novel ZVT-PWM Converters with Active Snubbers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 13, n. 5, p. 861-869, SepT. 1998.
- [46] MENEGAZ, P. J. M.; CÓ, M. A.; VIEIRA, J. L. F.; SIMONETTI, D. S. L. A ZVT DC-DC Boost Converter with Reduced Auxiliary Switch Losses. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1999. **Proceedings...** 1999. p.293-297.
- [47] FREITAS, L. C.; GOMES, P. R. C. A High-Power High-Frequency ZCS-ZVS-PWM Buck Converter Using a Feedback Resonant Circuit. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 10, n. 1, p. 19-24, Jan. 1995.
- [48] FILHO, N. P.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. A Novel Family of DC-DC PWM Converters Using the Self-Resonant Principle. In: POWER

- ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2., 1994. **Proceedings...** 1994. p. 1385-1391.
- [49] COSTA, A. V.; TREVISO, C. H. G.; FREITAS, L. C. A New ZCS-ZVS-PWM Boost Converter with Unit Power Factor Operation. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 1., 1994. **Proceedings...** 1994. p. 404-410.
- [50] GEGNER, J. P.; LEE, C. Q. Zero-Voltage-Transition Converters Using a Simple Magnetic Feedback Technique. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1., 1994. **Proceedings...** 1994. p.590-596.
- [51] BEN-YAAKOV, S.; IVENSKY, G.; LEVITIN, O.; TREINER, A. Optimization of the Auxiliary Switch Components in a Flying Capacitor ZVS PWM Converter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 1995. **Proceedings...** 1995. p. 503-509.
- [52] MARTINS, D. C.; SEIXAS, F. J.; BARBI, I.; BRILHANTE, J. A. A Family of DC-to-DC PWM Converters Using a New ZVS Commutation Cell. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1993. **Proceedings...** 1993. p. 524-530.
- [53] WANG, K.; HUA, G.; LEE, F. C. Analysis, Design and Experimental Results of ZCS-PWM Boost Converter. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 1995. **Proceedings...** 1995. p. 1197-1202.
- [54] FUENTES, R. C.; HEY, H. L. An Improved ZCS-PWM Commutation Cell for IGBT's Application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 5, p. 939-948, Sept. 1999.
- [55] CANESIN, C. A.; BARBI, I. A Novel Single-Phase ZCS-PWM High Power Factor Boost Rectifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 4, p. 629-635, July 1999.

- [56] HUA, G.; YANG, E. X.; JIANG, Y.; LEE, F. C. Novel Zero-Current-Transition PWM Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 9, n. 6, p. 601-606, Nov. 1994.
- [57] MAO, H.; LEE, F. C. Y.; ZHOU, X.; DAÍ, H.; COSAN, M.; BOROEYEVICH, D. Improved Zero-Current Transition Converters for High-Power Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 5, p. 1220-1232, Sept. 1997.
- [58] STEIN, C. M. O.; HEY, H. L. A True ZCZVT Commutation Cell for PWM Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 1, p. 185-193, Jan. 2000.
- [59] RYU, S-H.; LEE, D-Y.; YOO, S-B.; HYUN, D-S. New ZVZCS PWM DC-DC Converters with One Auxiliary Switch. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1., 1999. **Proceedings...** 1999. p. 445-450.
- [60] SMITH, K. M.; SMEDLEY, K. M. A Comparison of Voltage-Mode Soft-Switching Methods for PWM Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 2, p. 376-386, Mar. 1997.
- [61] MARTINS, M. L. S. **Técnicas de Comutação ZVT em Conversores CC-CC: Generalização, Classificação e Concepção de Novas Células de Comutação**. 2002. 320 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, 2002.
- [62] XU, D. M.; ZHANG, Y. C.; REN, Y. C.; QIAN, Z. A Novel Single-Phase Active-Clamped ZVT-PWM PFC Converter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2000. **Proceedings...** 2000. p. 456-459.
- [63] BARBI, I. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. Florianópolis, SC: INEO, 2000.
- [64] JOVANOVIĆ, M. M. A Technique for Reducing Rectifier Reverse-Recovery-Related Losses in High-Power Boost Converters. **IEEE**

**Transactions on Power Electronics**, vol. 13, n. 5, p. 932-941, Sept. 1998.

- [65] PRESSMAN, A. I. **Switching Power Supply Design**. 2.ed. USA: McGraw-Hill Professional, 1997.
- [66] EVANS, P. D.; CHEW, W. M. Reduction of Proximity Losses in Coupled Inductors. **IEE Proceedings-B**, vol. 138, n. 2, p. 51-58, Mar. 1991.
- [67] KUTKUT, N. H.; DIVAN, D. M. Optimal Air-Gap Design in High-Frequency Foil Windings. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 13, n. 5, p. 942-949, Sept. 1998.
- [68] KUTKUT, N. H. A Simple Technique to Evaluate Winding Losses Including Two-Dimensional Edge Effects. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 13, n. 5, p. 950-958, Sept. 1998.

---

## Anexo A

---





Neste anexo, pode-se observar os diagramas esquemáticos dos seis conversores básicos CC-CC *PWM* não isolados (*Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cúck*, *Sepic* e *Zeta*) utilizando a célula básica de comutação dos conversores *PWM* apresentada na capítulo 1. A análise detalhada da obtenção de cada um dos circuitos apresentados nas Figuras A.1 a A.6, bem como das relações entre as variáveis de entrada e de saída dos mesmos pode ser encontrada em [58].

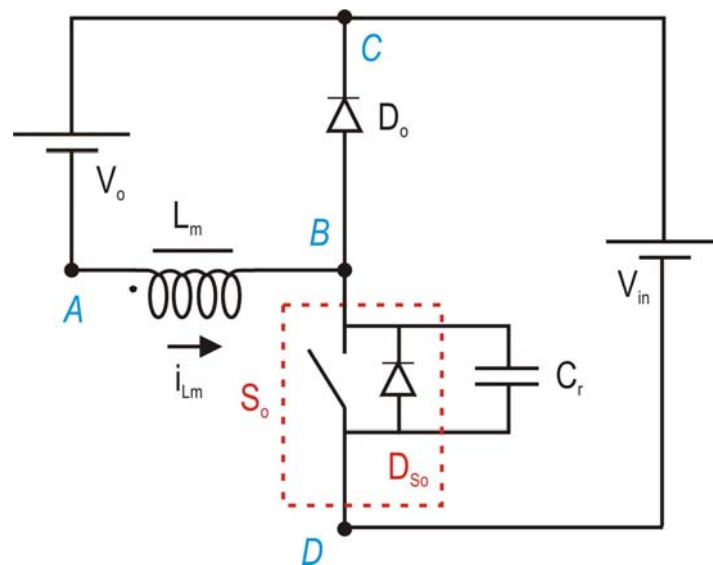


Figura A.1 – Diagrama Simplificado do Conversor **Buck** CC-CC *PWM*.

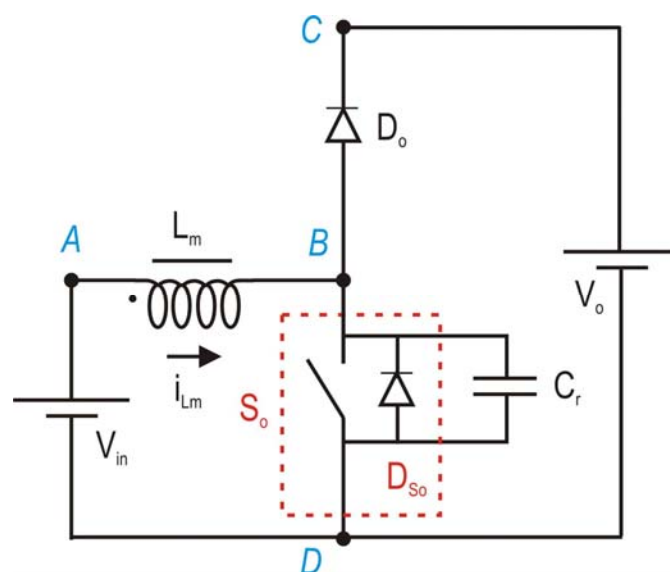


Figura A.2 – Diagrama Simplificado do Conversor **Boost** CC-CC *PWM*.

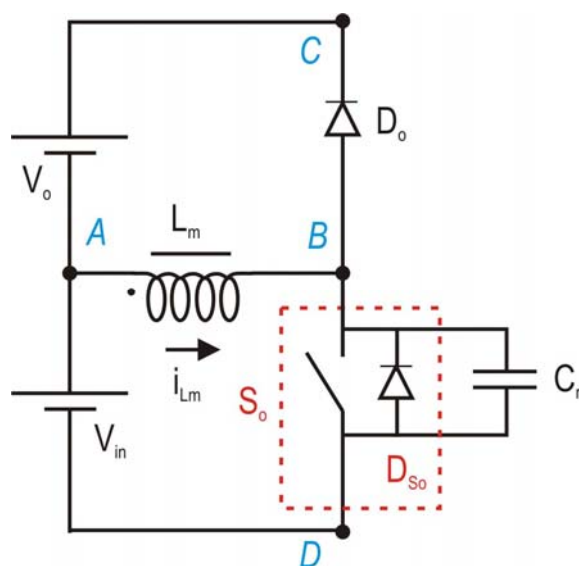


Figura A.3 – Diagrama Simplificado do Conversor **Buck-Boost** CC-CC PWM.

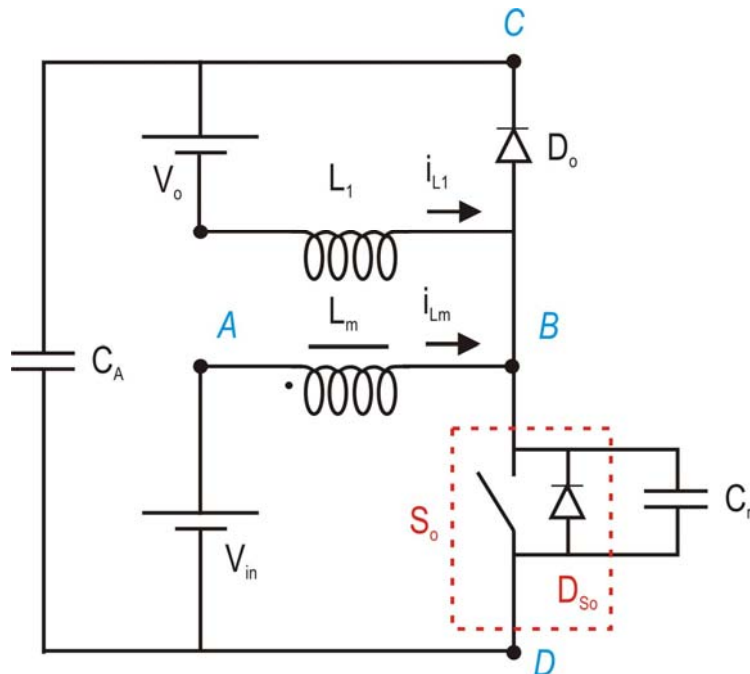
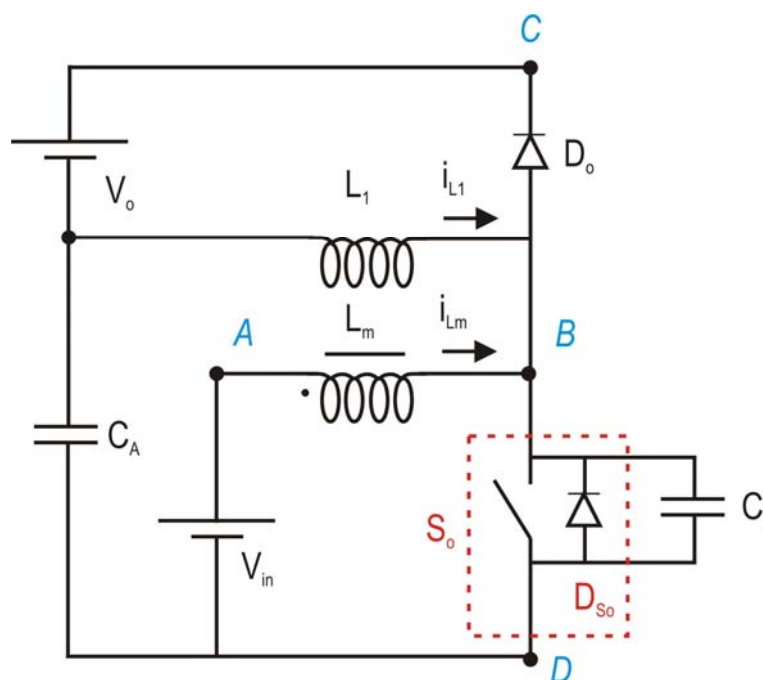
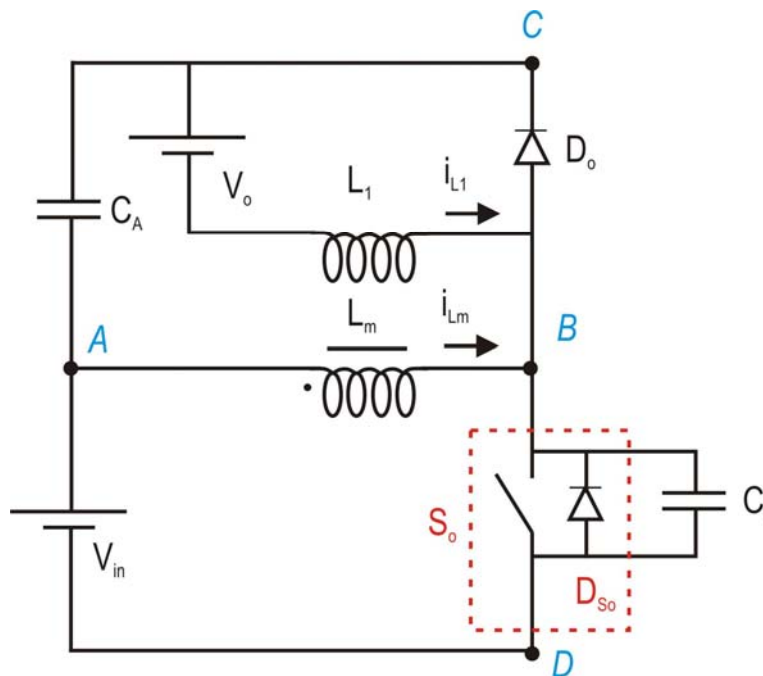


Figura A.4 – Diagrama Simplificado do Conversor **Cuck** CC-CC PWM.



**Figura A.5 – Diagrama Simplificado do Conversor *Sepic* CC-CC PWM.**



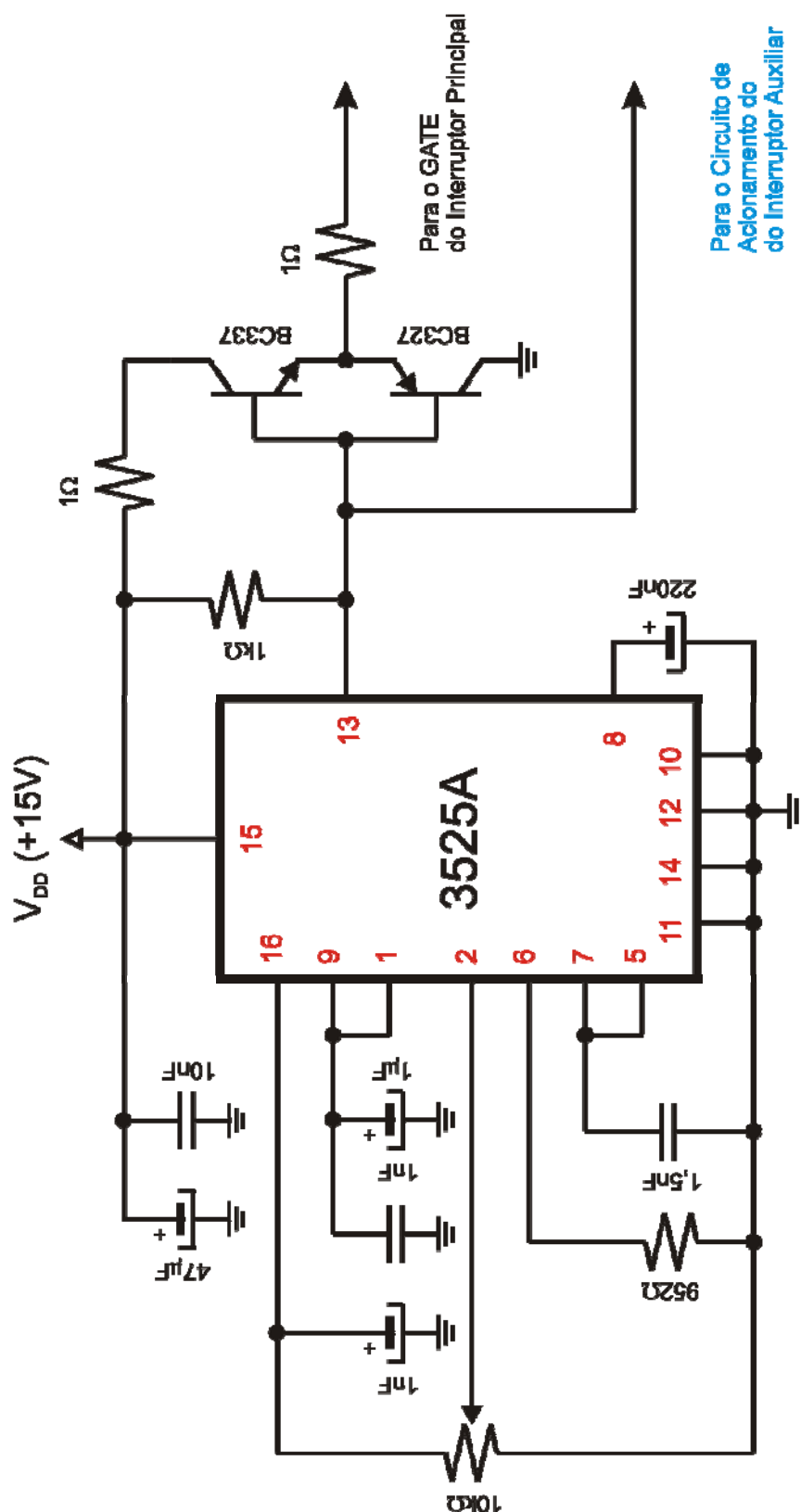
**Figura A.6 – Diagrama Simplificado do Conversor *Zeta* CC-CC PWM.**

---

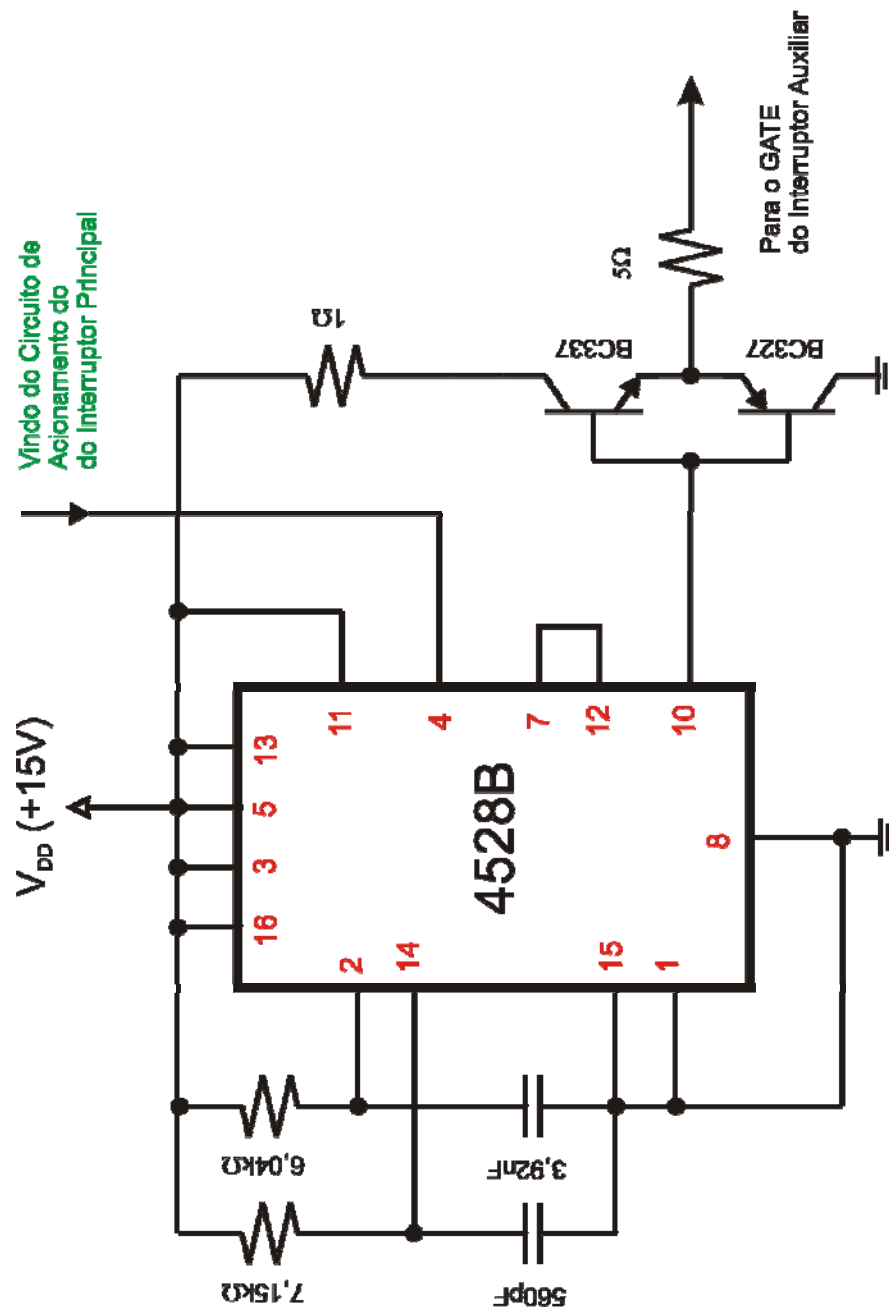
## Anexo B

---





**Figura B.1 – Diagrama Esquemático do Circuito de Acionamento do Interruptor Principal dos Protótipos Construídos.**



**Figura B.2 – Diagrama Esquemático do Circuito de Acionamento do Interruptor Auxiliar dos Protótipos Construídos.**